I.S.S.N. 0243 489 X

ELECTRONIQUE APPLICATIONS



Bimestriel N° 42 - 25 F Juin-Juillet 1985
SUISSE : 8 FS - TUNISIE : 2 645 MIL - CANADA : CAN $ 3,5 - ESPAGNE : 500 PESETAS - BELGIQUE : 185 F.B.

Beckman Industrial™

La gamme s'agrandit...



De Multimètres à...

Oscilloscopes
Les modèles 9060 (60MHz) et 9100 (100MHz) présentent trois entrées verticales, une double base de temps, une sortie du canal 1, un séparateur de Sync TV, une focalisation linéaire et un verrouillage du niveau de déclenchement.

Générateur de Fonctions
Le modèle FG2 fournit des ondes carrées, triangulaires et sinusoïdales ainsi que des impulsions TTL dans sept gammes de 0.2 Hz à 2MHz. Cet appareil offre aussi les avantages suivants: le réglage du rapport cylique, une entrée VCF, des atténuateurs fixe et réglable, le réglage de la composante continue et une fonction d'inversion. De plus le FG2 présente un rapport performances/prix exceptionnellement attractif.

Compteur Universel
L'UC 10 permet la mesure de fréquence (ou de rapport de fréquence), de périodes ou intervalles de temps et le comptage d'événements dans une gamme de 5Hz à 100MHz. Cet appareil très économique, à deux canaux d'entrée, offre une sensibilité d'entrée de 20mV, quatre temps de porte sélectionnables, 14 indicateurs LED et un afficheur LED à 8 digits. Une fonction d'auto-test est prévue pour vérifier le générateur interne de base de temps.

Capacimètre
Le CM20 peut mesurer des capacités allant de 20pF à 200µF dans huit gammes, avec une précision de 0.5% jusqu'à 20µF. Les entrées sont prévues soit pour fiches bananes classiques, soit pour des condensateurs à sorties axiales.

Pince Multimètre Analogique
La pince CC6 peut mesurer non seulement des courants alternatifs jusqu'à 600A, mais aussi des tensions alternatives jusqu'à 600V et des résistances de 0Ω à 20kΩ.

Pince de Courant CA/CC
Le modèle CT-233 mesure des courants AC et DC jusqu'à 600A avec une précision de base de 2%.

Sonde Logique
Alimentée par le circuit, la sonde LP10 détecte des impulsions de 50ns de largeur jusqu'à 10MHz.

Sur tous ces produits remarquables nous tenons à votre disposition notre nouveau catalogue complet concernant les instruments de mesure. Demandez-le nous!

Beckman Industrial™

Beckman Industrial Sarl, 1 bis Ave du Coteau, F-93220 Gagny, Tel. (1) 302.76.06 • Tlx. 212971

SERVICE-LECTEURS N° 1

NE CHERCHEZ PLUS... LE "KWIKCOUNT" EST ARRIVÉ

Il compte et décompte tous les composants en bande axiaux ou radiaux disponibles sur le marché. ● Un système de division original lui permet de compter plus de 100.000 composants. ● Il s'adapte aux composants radiaux quelque soit leur nombre de sorties. ● Portatif (batterie Cadmium-Nickel) ou en poste fixe. ● Mise hors tension automatique. ● Existe en version simplifiée pour composants axiaux seuls. ● Une version avec tête de lecture mobile permet l'adaptation sur machines à cambrer les composants. ● Tous modèles livrés avec batterie et chargeur. ● Dérouleurs de bobines simples ou doubles disponibles.



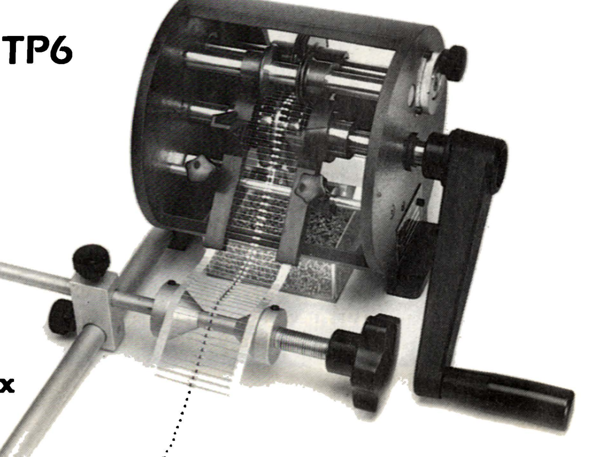
AINSI QUE TOUTE UNE GAMME DE MACHINES À PLIER LES COMPOSANTS

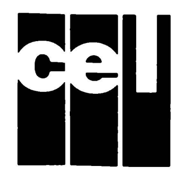
TP6 Machine manuelle pour composants axiaux.
● Motorisation. ● Systèmes d'alimentation en vrac.

TP6 R Machine à couper les composants radiaux en bande.

TP5 Machine entièrement automatique équipée de compteur-décompteur programmable. ● Vitesse variable avant-arrière.

TP6





Construction robuste. Mécanique de précision.
Réglages aisés et rapides. Pièces de rechange.
Pièces d'usure facilement remplaçables.

68 rue de Paris 93804 Épinay-sur-Seine Cedex
Tél. : 823.03.35 - Télex : 611.943

STRATUS R.C.S. Pontoise B 331 815 86 C

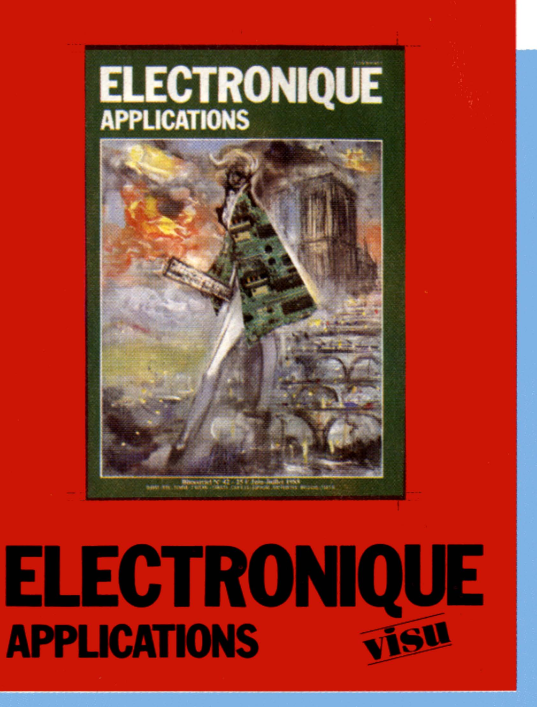
SERVICE-LECTEURS N° 38



SERVICE-LECTEURS N° 72



SERVICE-LECTEURS N° 73



ELECTRONIQUE
APPLICATIONS visu

ELECTRONIQUE APPLICATIONS
est une publication bimestrielle
de la Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F

Copyright 1985 – Société Parisienne d'Edition
Dépôt légal : Mai 1985 N° éditeur : 1283

Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication : **Jean-Pierre Ventillard**

Rédacteur en chef : **Jean-Claude Roussez**

Coordinateur technique : **Jean-Marc Le Roux**

Maquette : **Michel Raby**

Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à **50 000 exemplaires**

Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
1 an (6 numéros) : **110 F** (France) - **160 F** (Etranger).

Publicité :
Société Auxiliaire de Publicité - Tél. : 200.33.05
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19.

Responsable international de la publicité :
Michel Sabbagh

Chef de publicité : **Francine Fohrer**

OJD Diffusion Publicité 1983

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite » (alinéa 1er de l'article 40).
« Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code pénal. »
Electronique Applications décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs.

Distribué par SAEM Transports Presse — Imprimeries Edicis-Evry ; S.N.I.L.-Aulnay

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

SOMMAIRE

BIMESTRIEL / JUIN-JUILLET 85

visu



Le directeur de la publication : J.-P. Ventillard – Imprimeries Edicis, Evry ; S.N.I.L., Aulnay – Commission Paritaire N° 59-178

BIBLIOGRAPHIE

Les piles solaires : le composant et ses applications

par M. Orgeret

L'intérêt suscité par la conversion photovoltaïque se manifeste dès les premiers succès de la pile solaire en laboratoire. A l'origine les applications étaient essentiellement spatiales, car le gain en masse fait du générateur solaire la source de puissance privilégiée des satellites. La crise de l'énergie allait encore intensifier les travaux de recherche et ouvrir plus largement le marché aux applications terrestres.



Cet ouvrage traite d'abord du composant pour conclure avec les particularités des systèmes. L'auteur aborde le sujet par la source d'énergie, le rôle du milieu interplanétaire, celui de l'atmosphère terrestre dont il décrit les effets sur le spectre solaire. Ces informations s'avèrent indispensables dès lors qu'on cherche à effectuer le bilan du « gisement solaire » d'un site.

Le deuxième chapitre est purement théorique. Il explique certaines modifications apportées à la structure électrique de la pile solaire, en mettant l'accent sur l'hétérostructure à l'arséniure de gallium. Au fil de ces démonstrations, un parallèle s'établit entre le silicium et l'arséniure de gallium. Ce rapprochement permet, en fin d'ouvrage, de comparer les avantages respectifs de ces deux matériaux, dans le domaine des techniques spatiales.

L'évolution des performances électriques du composant électronique dépend étroitement de celle de la technologie. Le chapitre III dans son ensemble est donc consacré aux divers procédés de fabrication. On y expose une méthode de calcul de grille, on explique comment se sélectionne le matériau devant servir de couche antireflet.

Le chapitre IV recense les principales structures photovoltaïques, en évalue les caractéristiques potentielles. Cette étude comparative est significative des tendances qui se dessinent avec le silicium polycristallin ou amorphe et l'arséniure de gallium.

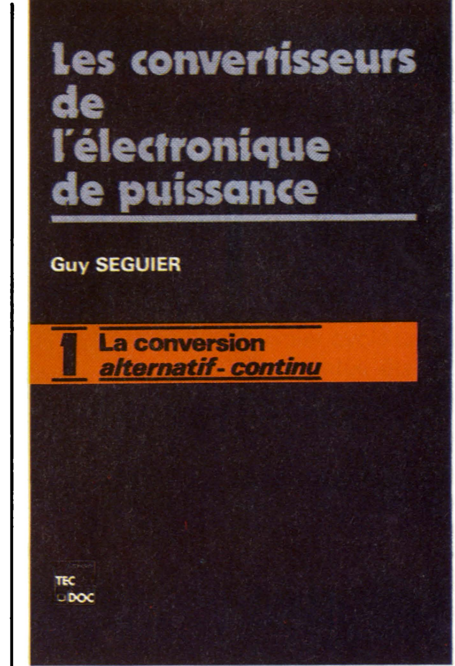
Le livre s'achève sur les systèmes. Il s'agit essentiellement de dégager les règles qu'impose la pile solaire. Elles diffèrent fondamentalement entre les applications terrestres et spatiales aussi bien en ce qui concerne le dimensionnement du générateur solaire que sa technologie.

Masson Editeur
120, boulevard Saint-Germain
75280 Paris Cedex 06

Les convertisseurs de l'électronique de puissance

par G. Seguier

L'électronique dite « de puissance » est en essor constant et rapide. Son domaine d'utilisation s'étend sans cesse. C'est pourquoi le moment a semblé venu, en une série d'ouvrages sur les « convertisseurs de l'électronique de puissance », de faire la synthèse des principaux résultats acquis par l'étude et l'exploitation industrielle des convertisseurs statiques, de donner à ces résultats une présentation en facilitant l'emploi par les étudiants et les professionnels.



Le premier volume de cette série est consacré à la conversion alternatif-continu, c'est-à-dire aux redresseurs.

Son sommaire comporte les chapitres suivants :
– Introduction : semi-conducteurs et schémas utilisés ;
– Redresseurs simple alternance à diodes ;
– Ponts redresseurs à diodes ;
– Groupements de redresseurs à diodes ;
– Réactions des redresseurs à diodes sur le réseau d'alimentation ;
– Notes sur l'influence de la nature du récepteur ;
– Redresseurs simple alternance à thyristors ;
– Ponts redresseurs à thyristors ;
– Groupements de redresseurs à thyristors ;
– Comparaison des redresseurs commandés.

Lavoisier Technique et Documentation
11, rue Lavoisier
75384 Paris Cedex 08

Les amplificateurs de micro-puissance que nous sommes ignorent ce qu'être à bout de souffle veut dire. Même quand l'alimentation est très faible. Nous sommes en effet incroyablement sobres quant à la puissance absorbée ... tout en étant remarquablement précis. Cela en trouvant toujours la tonalité juste.

L'un des huit solistes que nous sommes serait heureux d'apporter à votre concert le succès souhaité. Avec des accords d'une sonorité convaincante – libre de dissonances.

OP420
PMI GY
8411

cpw P-01 F

PMI propose **des amplificateurs simples, doubles ou quadruples avec une puissance absorbée de 40 microwatts seulement, une tension d'offset de 100 microvolts et un gain en boucle ouverte jusqu'à** 10^6. **Le chef de notre ensemble vous adressera volontiers les feuillets techniques correspondants.**

DIMACEL
Région parisienne: Clichy Cedex, ✆ (1) 730 15 15
Région ouest: Rennes, ✆ (99) 50 25 92
Région Rhône: Saint-Priest, ✆ (7) 821 37 21;
Les Milles, ✆ (42) 39 85 50.
Région est: Strasbourg, ✆ (88) 22 07 19
Région nord: Lille, ✆ (20) 30 85 80
Région Alpes: Saint-Martin-d'Heres,
✆ (76) 24 24 30.
Région sud-ouest: Bordeaux, ✆ (56) 81 14 40;
Toulouse, ✆ (61) 40 96 50.

Radialex, Lyon, ✆ (7) 889 45 45 et
Grenoble, ✆ (76) 49 49 92.
S.C.T. Toutélectric, Toulouse Cedex,
✆ (61) 22 04 22, Bordeaux, ✆ (56) 86 50 31
Banelec, Châtillon, ✆ (1) 655 43 43
I.S.A. Electronique, Maisons-Laffitte,
✆ (3) 912 24 52, Dimel, Toulon, ✆ (94) 41 49 63.
I.S.C. «International Semi-Conductor Corp.
France», Suresnes, ✆ (1) 506 42 75.



Precision Monolithics Inc.
A Bourns Company, Santa Clara, California

Bourns-Ohmic,
21/23 rue des Ardennes, 75019 Paris
✆ (1) 203 96 33

SERVICE-LECTEURS N° 44

Domas

BOITIER CAOUTCHOUC

ANTICHOC

NOUVEAU

MAN'X



20 000 Ω/V ⎓



40 000 Ω/V ⎓

les ceintures noires des contrôleurs universels

une nouvelle conception des multimètres professionnels

SERVICE-LECTEURS N° 86

5, RUE DU SQUARE CARPEAUX - 75018 PARIS - TEL. (1) 627 52 50 - TELEX 280 589



la mesure française



Réalisation d'un ozoniseur électronique

Un précédent article d'*Electronique Applications* – paru dans le numéro 41 : avril-mai 1985, p. 73 – a permis d'aborder les applications thérapeutiques de l'ozone, donnant également les montages électriques fondamentaux pour la production de ce gaz.

La présente étude se présente comme un prolongement pratique de l'exposé précité, et se propose de décrire un ozoniseur électronique par effluve.

Ainsi qu'on le constatera ci-après, sa réalisation demeure assez simple et ne requiert aucune mise au point particulière.



Photo 1.

Principe de l'appareil

Le principe d'un tel appareil dépend en fait directement du mode de production de l'ozone. Comme nous l'avons vu dans l'article déjà cité, l'obtention de ce gaz par éffluve est conditionné principalement par une ionisation poussée d'oxygène ou éventuellement d'air sec dans une enceinte spéciale dite « chambre d'ionisation ». Dès lors, il convient de considérer d'une part les caractéristiques intrinsèques du générateur de très haute-tension, ainsi que les particularités constitutives de la chambre elle-même. Par ailleurs, cet ozoniseur étant principalement destiné à des fins thérapeutiques dans le domaine du laboratoire d'étude, il semble opportun de pouvoir accéder à divers réglages, commutations et signalisations correspondantes, afin de permettre une utilisation optimale de l'appareil.

Présentation

Comme nous l'avons déjà signalé, malgré l'action désinfectante et microbicide de l'ozone, celui-ci est hautement toxique et dangereux à respirer. La dose mortelle pour l'homme, soit $1/8.10^{-6}$ se confond pratiquement avec le seuil de détection. A cet effet il convient signaler que l'appareil décrit permet l'obtention par commutation sur la face avant :

- soit d'air sec,
- soit d'air ozonisé.

Suivant le gaz choisi et eu égard à ce que nous venons de mentionner, deux témoins interdépendants indiquent à tout moment le gaz sortant, le rouge étant bien entendu réservé à la sortie d'ozone et le vert à la sortie d'air. Si nous insistons particulièrement sur ce point, c'est pour bien mettre en garde le lecteur sur les dangers potentiels – de nature chimique – que peut présenter la réalisation d'un tel appareil, dont le synoptique apparaît à la **figure 1**.

De plus, les hautes tensions et très hautes tensions misesen jeu nous ont incité à prévoir une alimentation entièrement isolée du secteur par transformateur, avec interrupteur de sécurité, fusible et signalisation correspondante, le tout étant logé dans un coffret entièrement isolé, y compris les faces avant et arrière.

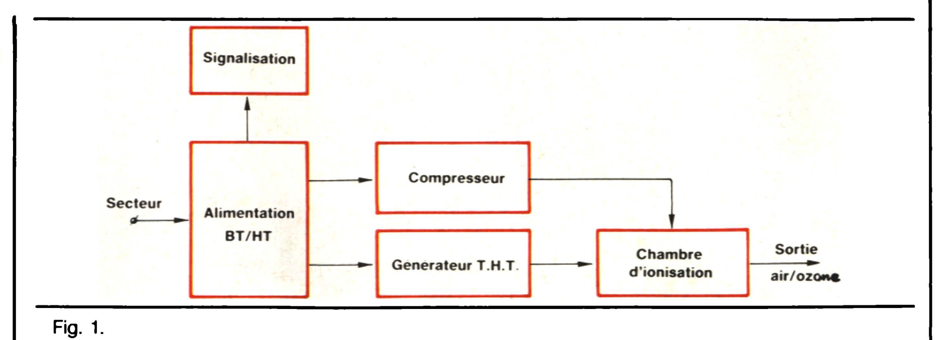
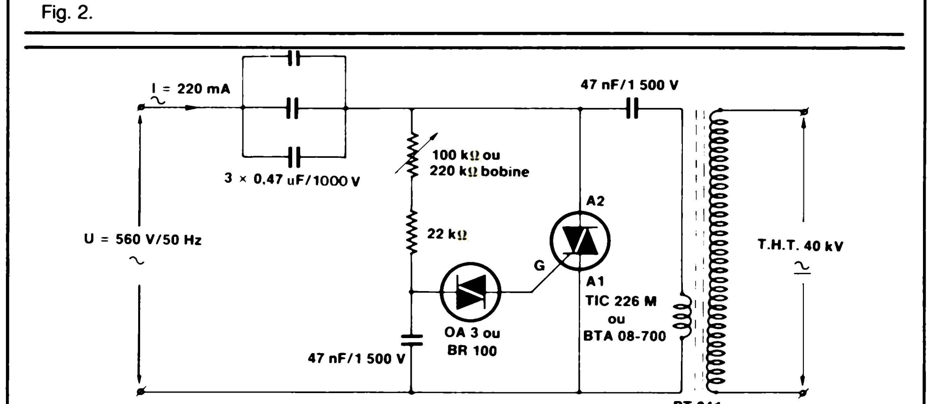


Fig. 1.

Fig. 2.



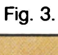
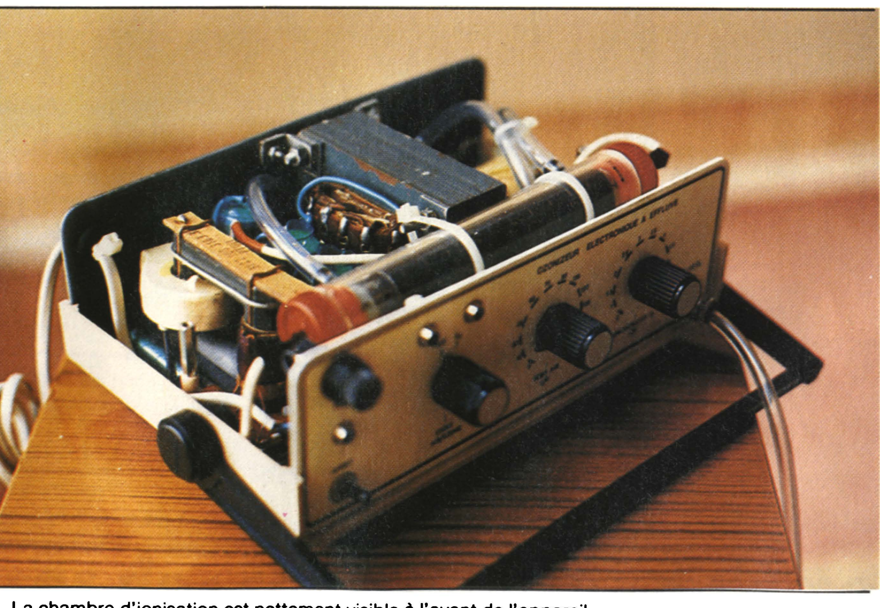
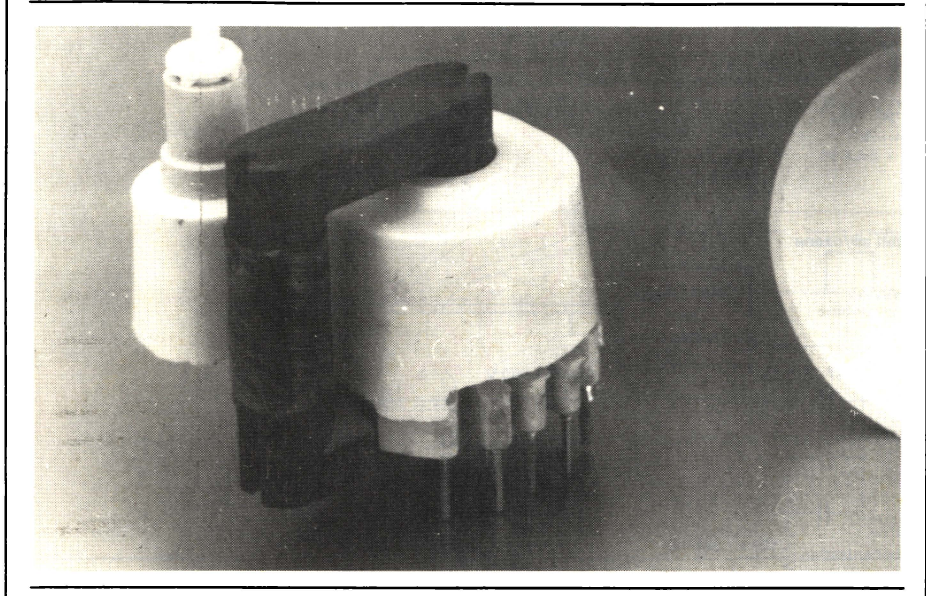


Fig. 3.



La chambre d'ionisation est nettement visible à l'avant de l'appareil.



L'ozoniseur utilise un transformateur THT type « télévision ».

Enfin, et comme nous l'avons dit, en vue d'une utilisation optimale, deux réglages séparés situés sur la face avant permettent d'une part la variation du débit d'air jusqu'à un maximum de 160 litres/heure pour le compresseur utilisé ainsi que, d'autre part, le réglage de concentration d'ozone jusqu'à 6 g/heure. Nous rappelons à cet effet que cette concentration étant déterminée empiriquement, il peut y avoir de notables différences eu égard à chaque réalisation particulière. En tout état de cause, elles pourront provenir :

– du transformateur haute tension utilisé,
– du transformateur très haute tension,
– des caractéristiques géométriques de la chambre d'ionisation,
– du débit et de la qualité de l'air pulsé dans la chambre par le groupe compresseur.

Etude synoptique

Le principe de l'ozoniseur

Il est relativement simple et donné à la **figure 1.** En premier lieu un circuit d'alimentation basse et haute tension permet l'isolement complet du secteur. Au secondaire du transformateur nous trouvons d'une part un générateur de très haute tension pulsée de quelque 40 kV à 50 kV permettant l'ionisation du gaz transitant par la chambre à effluve. Un petit compresseur achemine l'air à l'entrée de celle-ci, l'ozone étant recueilli à la sortie. D'autre part, un circuit de signalisation permet de contrôler à tout moment le fonctionnement de l'appareil ainsi que le choix du gaz en sortie.

Fonctionnement

Représenté à la **figure 2,** il est le reflet fidèle du schéma donné à la **figure 1.** En fait, le montage se trouve articulé autour d'un transformateur d'alimentation délivrant au secondaire deux tensions différentes :

– Une basse tension de 8 V alternatifs qui, après redressement et filtrage, va permettre l'alimentation de la platine de signalisation.

– Une haute tension de 560 V alternatifs à point milieu dont la valeur médiane est connectée à un petit compresseur d'air par l'intermédiaire d'un potentiomètre bobiné de réglage de débit. La valeur totale de cette haute tension est quant à elle acheminée vers un circuit générateur de T.H.T. Un montage variateur simple permet le dosage de l'effluve, donc de la concentration d'ozone obtenue à la sortie de la chambre d'ionisation qui correspond au dernier maillon de ce synoptique.

Le générateur de très haute tension

Nous nous sommes inspirés du montage proposé par *P. Gueulle* dans *Electronique Applications* n° 24, page 36. En fait, bien que le principe soit le même, nous avons dû apporter différentes modifications à ce circuit. D'une part, au niveau technologique, il ne semblait pas souhaitable d'utiliser une bobine type « voiture » dans notre appareil ; d'autre part, quelques expériences et manipulations simples nous ont montré, comme nous nous y attendions, que l'emploi du doubleur de tension directement alimenté par le secteur ne permettait pas un fonctionnement correct du générateur pour l'utilisation de notre chambre d'ionisation. Rappelons en effet les deux critères électriques principaux à ce sujet. D'une part, il faut que l'énergie destinée à assurer l'effluve soit suffisante, et pour notre cas comprise entre 30 kV et 50 kV ; d'autre part, les rendements chimiques et énergétiques sont fonction de la fréquence du courant. Pour fixer les idées, nous avions signalé que pour une fréquence de 80 Hz et une tension de 50 kV, avec une admission d'oxygène de 20 l/h le rendement chimique avoisinait 50 mg/l.

Eu égard à ce qui précède, l'utilisation d'une bobine d'automobile, d'une T.H.T insuffisante, et d'un doubleur de tension assurant un redressement ne pouvaient donc être retenus.

Nous avons tourné la difficulté fort simplement en utilisant en lieu et place de la bobine automobile un transformateur TV T.H.T connecté d'une façon particulière à un montage alimenté sous une haute tension de 560 V alternatifs, et ceci par l'intermédiaire d'un transformateur d'isolement et d'une cellule de trois condensateurs de 0,47 µF/1 000 V assurant la limitation de courant au circuit.

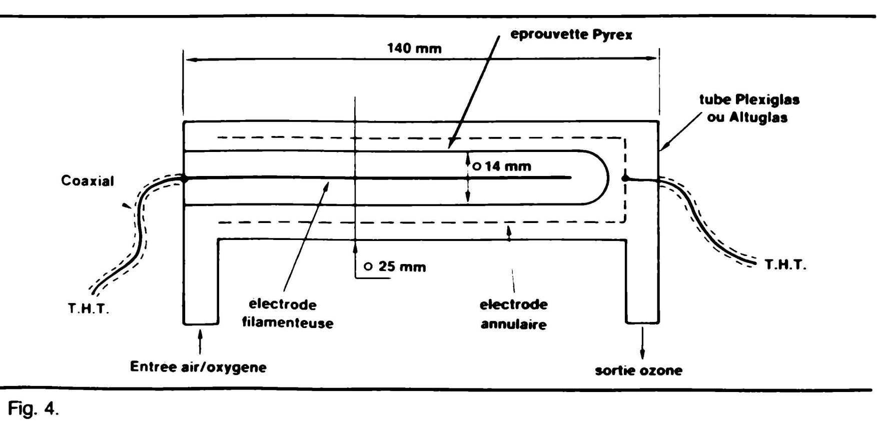


Fig. 4.



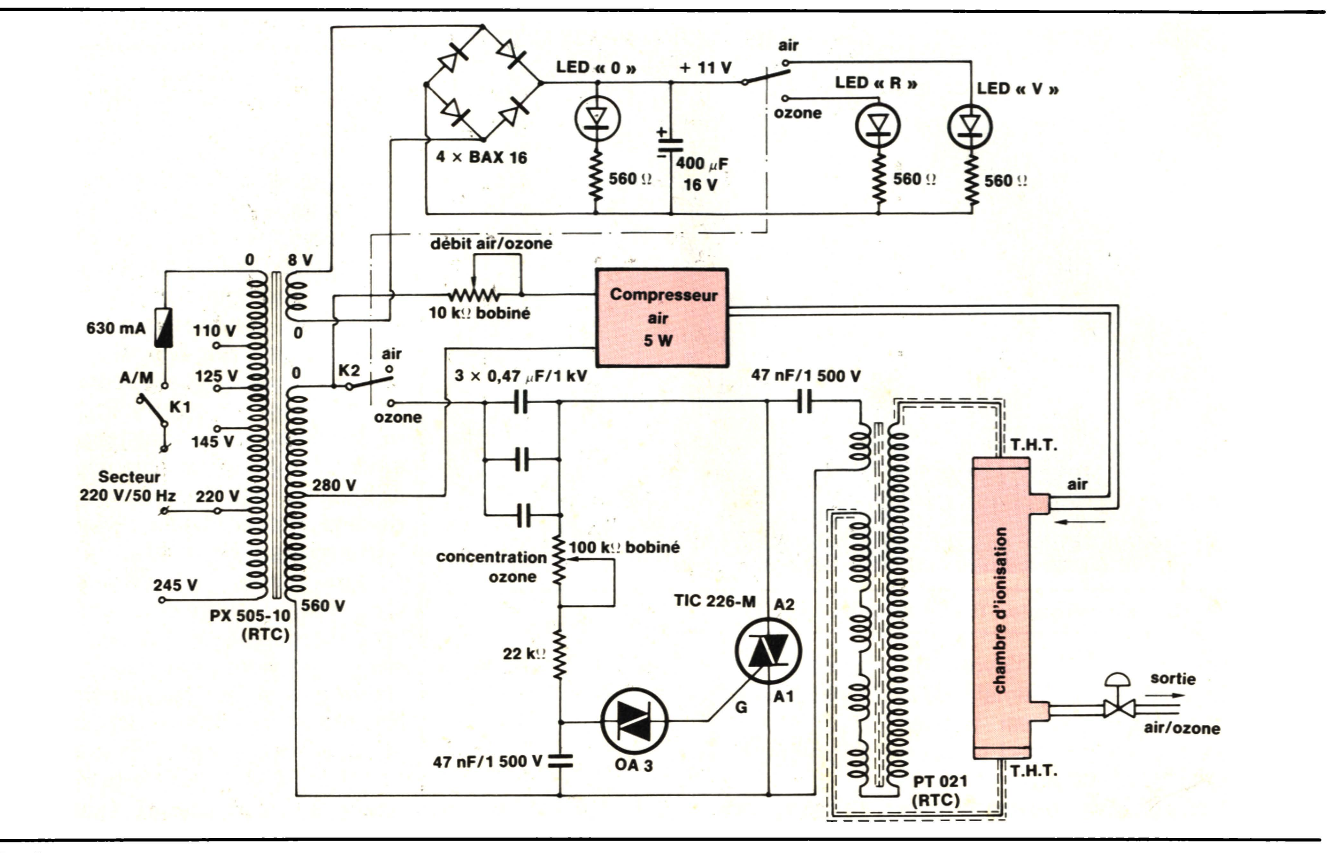


Fig. 5.

Le montage proposé est donné à la **figure 3.** A l'exclusion de la valeur haute tension de 560 V alternatifs et du remplacement du doubleur à diodes-condensateur par son *alter-ego* capacitif équivalant à 1,41 µF/1 000 V, permettant le passage d'un courant relativement important, le fonctionnement est en tout point identique au montage précité.

Détermination approximative de la valeur débit/concentration

En fait, et comme nous l'avons étudié, ce débit est intimement lié à différents paramètres. En ce qui concerne uniquement la concentration d'ozone afférente aux divers matériels mis en œuvre dans le générateur de très haute tension, un rapide calcul, basé sur l'affirmation empirique selon laquelle, sous une fréquence de 50 Hz et moyennant une très haute tension alternative de 40 kV, une puissance de 1 000 W permet d'espérer une production d'ozone de quelque 50 g/h, permet de déduire :

avec :

U~ = 560 V

I~ = 220 mA (potentiomètre au maximum réglant l'angle de conduction)

et 1 W = 50 mg/h,

que l'on otiendra une production d'0_3 maximale de 6,16 g/h.

La concentration maximale espérée pourra donc être de l'ordre de 6 g/h alors que le débit sera naturellement fonction des caractéristiques du compresseur d'air utilisé. Pour notre appareil, nous avons utilisé un petit compresseur à membrane 220 V/5 W que nous suralimentons au maximum à 280 V. A débit nul, la pression maximale en sortie avoisine les 350 mb alors que pour une pression nulle le débit maximum atteint 160 l/h.

La chambre d'ionisation

Comme nous l'avons mentionné dans l'article cité en introduction, des critères géométriques particuliers doivent être pris en compte pour une telle réalisation. En tout état de cause, l'on s'inspirera du schéma donné à la **figure 4.** Il convient de respecter autant que faire se peut les cotes préconisées ainsi que les différents matériaux utilisés. Ne pas oublier en effet que l'ozone est hautement corrosif. L'enceinte extérieure ainsi que les deux embouts de raccordement doivent être impérativement en plexiglass ou altuglass. L'électrode annulaire est constituée d'une feuille d'aluminium ou de papier d'étain. Quant à l'électrode filamenteuse, le mieux est l'utilisation de ferrochrome à 25 %, à défaut de ce matériau on emploiera une aiguille en acier inoxydable 18/12.

Enfin, et comme le montre le schéma, signalons d'une part qu'il est indispensable de réaliser les connexions T.H.T d'extrémités avec du câble coaxial de bonne qualité et, d'autre part, qu'il faut assurer un isolement inter-électrode par l'emploi d'une éprouvette Pyrex formant diélectrique entre l'électrode annulaire et l'électrode filamenteuse. Le but de la chambre d'ionisation est en effet d'ioniser l'air circulant à l'intérieur et non de créer des étincelles réduisant considérablement le rendement de l'ensemble, et qui ne manqueraient pas de se produire en l'absence du diélectrique.

Schéma complet de l'ozoniseur à effluve

On le trouve à la **figure 5,** il appelle peu de commentaires puisque la majorité des éléments et des circuits ont été décrits.

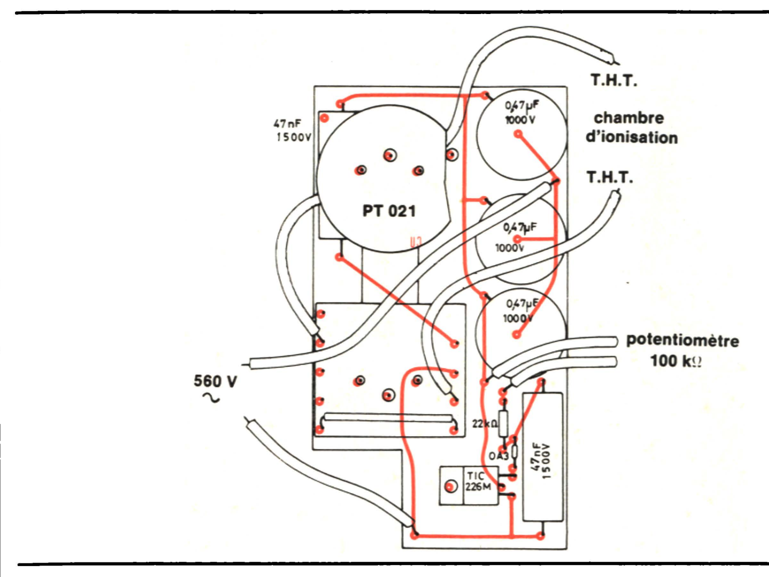


Fig. 6.

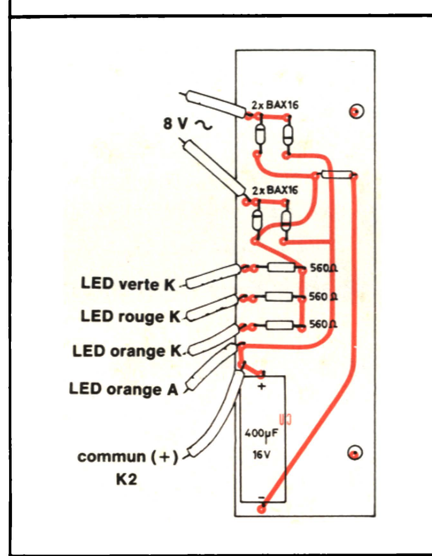


Fig. 7.

Connecté à l'enroulement basse tension du transformateur, un circuit simple de redressement/filtrage permet l'alimentation des signalisations de l'appareil. En outre, un commutateur rotatif à deux positions permet en sortie le choix air ou air + ozone.

Réalisation

La **figure 6** donne le circuit imprimé du générateur T.H.T. On veillera tout particulièrement à ce que les espacements entre traces et pastilles soient bien respectés ainsi qu'à l'enlèvement après gravure de toutes bavures ou pointes cuivrées indésirables, sous peine de provoquer des arcs intempestifs. Le schéma de la **figure 7** représente le circuit imprimé du circuit de signalisation et n'offre pas de difficultés particulières.

Au cours du montage complet de l'ensemble, on veillera tout particulièrement à ce qu'aucun amorçage ou ionisation ne se produisent en divers points des circuits.

Conclusion

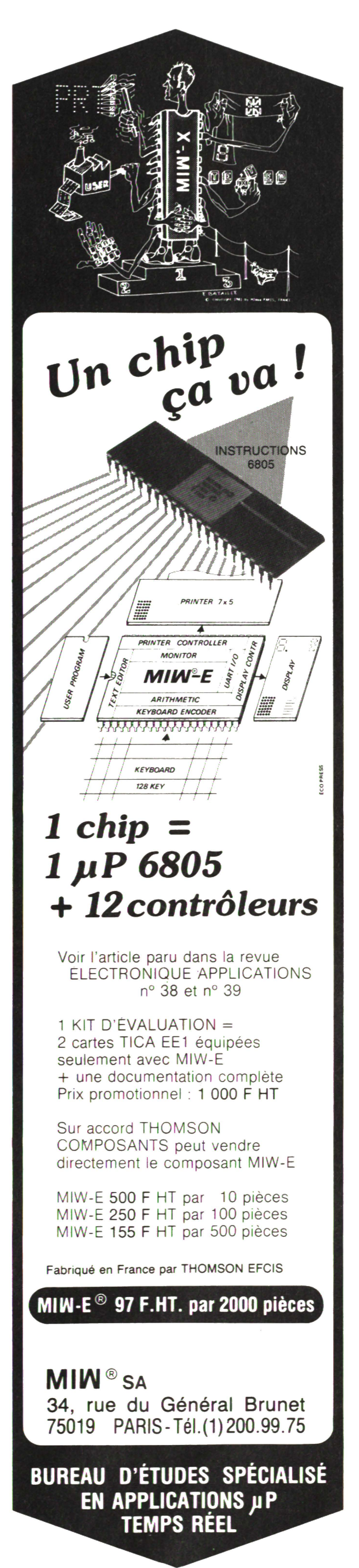
Cet appareil ne demande aucune mise au point ni intervention ultérieure. Cependant, il sera bon de temps à autre de nettoyer méthodiquement l'électrode filamenteuse ainsi que la chambre d'ionisation, les rendements qualitatif et quantitatif étant proportionnels à la propreté du tube ozoniseur. Enfin, mettons une dernière fois en garde les lecteurs contre la toxicité de l'ozone, celui-ci agit par nécrose sur les tissus, opérant comme poison respiratoire sans effet caustique. Il faudra donc être particulièrement prudent lors de son emploi afin d'éviter maux de tête ou séquelles plus importantes si un taux élevé d'ozone, aisément décelable à l'odorat, envahissait une pièce. A ce moment, il conviendrait de stopper l'appareil et d'aérer abondamment.

Jean-Pierre Lemoine
ingénieur électronicien
officier au Long Cours

Bibliographie

– Un générateur T.H.T., par P. Gueulle ; « Electronique Applications » n° 24, juin-juillet 1982, p. 35 et suivantes.

– Stérilisation de l'eau : l'ozone, par J. Teton ; « Aquarama » n° 46, mars 1979, p. 76 et suivantes.



SERVICE-LECTEURS N° 20

Pour une meilleure compréhension du MIW-E

Dans les numéros 38 et 39 de notre revue, nous avons publié un important article concernant le « Super Microprocesseur » MIW-E. Beaucoup de lecteurs ont étudié avec intérêt cet article et quelques uns ont été amenés à demander des informations supplémentaires concernant le principe de fonctionnement de ce composant.

En partant de cette remarque, nous allons essayer de compléter ce point que nous considérons comme essentiel.

Interface entre MIW-E et le programme utilisateur

La figure ci-contre représente l'interface entre MIW-E et le programme utilisateur. C'est une autre approche du **schéma 10,** page 79 d'*Electronique Applications* n° 38. Nous considérons ici que le programme utilisateur est présent.

Pour les lecteurs non avisés, rappelons que MIW-E est vu par l'utilisateur comme un µP muni du jeu d'instructions du 6805 avec, en plus, les fonctions d'une douzaine de contrôleurs aussi transparentes que possible.

L'utilisateur écrit son programme d'application en assembleur et profite de tous ces contrôleurs en les faisant fonctionner par simple transmission de paramètres (drapeaux et octets).

Pour réaliser cela de manière claire et élégante, le composant MIW-E est muni de trois FIFO de trois octets :

– deux FIFO pour les informations venant de la transmission série et du clavier après filtrage anti-rebonds,

– une FIFO par laquelle transitent les informations destinées à être transmises en série.

Ces trois FIFO assurent la liaison entre les informations, entrant ou sortant du MIW-E par programmes sous interruptions, et les programmes « BATCH ».

Dans une application µP classique il n'existe qu'un seul programme « BATCH » commencant par le vecteur RESET. Ce programme, en simplifiant les choses, se divise en 2 parties :

une première partie s'éxécutant une seule fois après la mise sous tension et comprenant la programmation des boîtiers périphériques et des paramètres.

– une seconde partie ayant la forme d'une boucle.

Ce programme, on le retrouve dans le programme utilisateur MIW-E à l'entrée ELOOP.

Le « super µP » MIW-E possède également deux « BATCH » supplémentaires commençant aux entrées EUIN et EKEY.

Toutes les informations reçues par l'UART sont disponibles à l'entrée EUIN. L'utilisateur peut alors soit les tester octet par octet et positionner des drapeaux en conséquence, soit les modifier, soit les ranger dans des buffers de dimensions souhaitées, ou bien ne pas les traiter en écrivant l'instruction RTS à l'entrée EUIN.

Important : le programme commençant à l'entrée EUIN doit obligatoirement se terminer par l'instruction RTS.

Tous les octets provenant du codeur de clavier interne sont disponibles à l'entrée EKEY. L'utilisateur peut alors les traiter de la même manière que les informations provenant de l'UART.

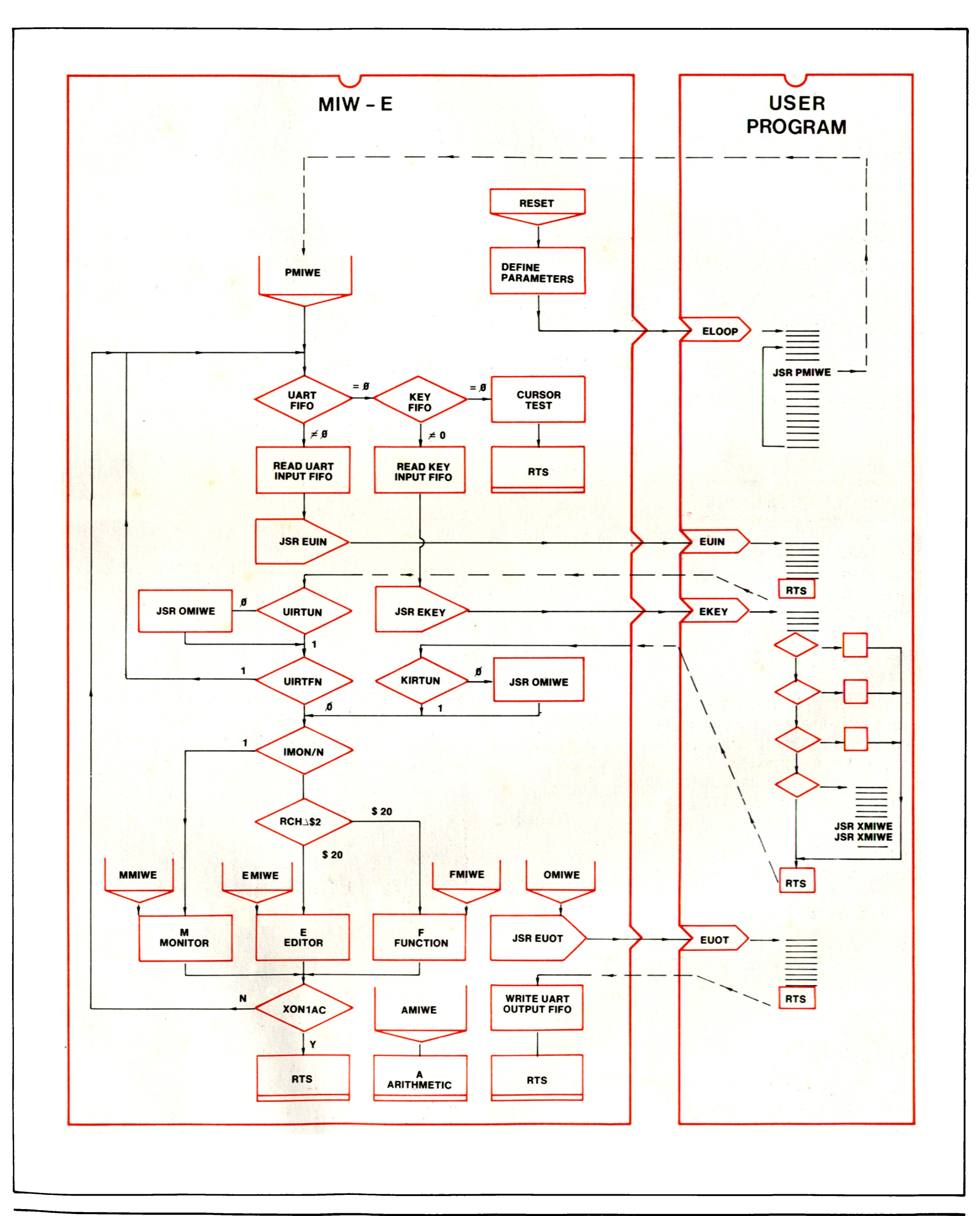
Nous insistons sur le fait qu'il est défendu d'introduire des boucles d'attente ou des tâches de longue durée dans les programmes commençant en EUIN et EKEY sous peine de bloquer le système.

Si, dans ces deux programmes, l'utilisateur est amené à appeler l'une des familles de fonctions internes comme Moniteur (MMIWE), Editeur (EMIWE) ou Fonction (FMIWE), il est obligé de s'assurer au préalable que la fonction XON1AC = 1 est réalisée. Ceci est impératif pour le bon fonctionnement du système.

Dans ces deux programmes, il est interdit d'appeler l'entrée passive du composant (PMIWE).

Le programme commençant en EUOT est une extension de fonctions du programme de transmission série. Il peut servir à transcoder les octets avant de les transmettre, à stocker les octets dans un buffer avant transmission ou à toute autre tâche de ce genre.

L'entrée passive du MIW-E (PMIWE) doit obligatoirement être appelée dans le programme ELOOP, chaque fois que le programme tourne en boucle d'attente. Ceci est la clé du fonctionnement du MIW-E car, trois « BATCH » étant disponibles, le programme ne peut s'exécuter dans les trois en même temps.



Synoptique de l'interface MIW-E – programme utilisateur.

Dunod

NOUVEAUTÉS 85

THÉORIE ET TRAITEMENT DES SIGNAUX

F. de COULON

Élaboration, détection, interprétation de signaux porteurs d'informations... toutes les bases fondamentales nécessaires à la compréhension et à l'utilisation des signaux dont le champ d'applications s'étend des télécommunications à l'instrumentation scientifique, de l'automatisation industrielle au génie biomédical en passant par le traitement d'images, la reconnaissance de formes, la robotique, l'intelligence artificielle...

Traité d'électricité, d'électronique et d'électrotechnique. 560 pages - 215 F

SYSTÈMES DE TÉLÉCOMMUNICATIONS

Bases de transmission

P.-G. FONTOLLIET

"... Présente une synthèse des principes fondamentaux et des théories essentielles pour permettre leur application concrète au dimensionnement et à la planification d'un système de transmission. Avantage supplémentaire important, l'auteur sait mettre en valeur des notions capitales liées à l'exploitation de tout système de télécommunication, celles de fiabilité et d'économie..."

G. Malleus Directeur de l'École Nationale Supérieure des Télécommunications.

Ouvrage publié sous l'égide du CNET et de l'ENST. Traité d'électricité, d'électronique et d'électrotechnique. 518 pages 205 F

COMPOSANTS, DISPOSITIFS ET CIRCUITS ACTIFS EN MICRO-ONDES

P.-F. COMBES, J. GRAFFEUIL, J.-F. SAUTEREAU

Présente les composants passifs et actifs (Diodes Schottky, Varactor, Pin, Gunn, à avalanche et transistors bipolaire, à effet de champ) utilisés dans les circuits micro-ondes ; il analyse les circuits élaborés (circuits intégrés hybrides et monolithiques) et étudie les fonctions accomplies (amplification, oscillation, fonctions non linéaires).

Il traite également les tubes hyperfréquences (Klystrons, TOP et tubes à champs croisés) et complète dans la même collection "Ondes métriques et centimétriques" et Transmission en espace libre et sur les lignes" du même auteur.

Dunod Université 256 pages - 110 F

SERVICE-LECTEURS N° 25

Distributeurs agréés **SIEMENS**

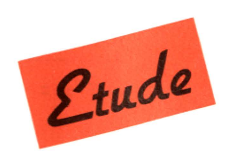
PARIS, EREL, tél. : (1) 345.80.80
CHATILLON-SOUS-BAGNEUX,
BAN ELEC, tél. : (1) 655.43.43
RUNGIS,
CELDIS-DIODE, tél. : (1) 560.58.00
SPETELEC, tél. : (1) 686.56.65
LES CLAYES-SOUS-BOIS,
DEL, tél. : (3) 054.66.66
STRASBOURG,
BALTZINGER, tél. : (88) 33.18.52
BILLIERE (PAU),
L.C.E.P., tél. : (59) 62.15.65
CLERMONT-FERRAND,
FLAGELECTRIC, tél. : (73) 92.13.46
RENNES, SORELEC, tél. : (99) 36.64.23
ROUBAIX, ORTAM, tél. : (20) 73.60.07
ST-ETIENNE-DU-ROUVRAY,
AUFRAY, tél. : (35) 65.22.22
CARROS, AVIREX, tél. : (93) 29.12.61
MARSEILLE, SONEGIN, tél. : (91) 02.13.80
LYON, ASTERLEC, tél. : (7) 872.88.65
ST-MARTIN-D'HERES,
DISCOM, tél. : (76) 51.23.32.

SERVICE-LECTEURS N° 26



SERVICE-LECTEURS N° 27

Quelques principes de base qu'il est bon de rappeler.



Conception des filtres actifs à amplificateurs opérationnels

Les filtres actifs représentent des structures bien connues en électronique. L'arrivée des amplificateurs opérationnels a permis de renouveler leur conception et d'apporter nombres d'avantages.

C'est pourquoi il nous a semblé utile de « faire le point » sur les montages fondamentaux utilisés en pratique et de rappeler la formulation mathématique indispensable à connaître.

Principes généraux

Les critères de choix d'un filtre actif à amplificateur opérationnel par rapport aux filtres passifs LC sont les suivants :

– fréquences de coupure basses ou moyennes,
– miniaturisation,
– peu de problèmes d'impédance,
– toute fonction de transfert peut être relativement facile à réaliser.

Il y a quelques inconvénients cependant, qui sont les suivants :

– nécessité d'une source d'alimentation pour les amplificateurs opérationnels,
– possibilité de saturation,
– bruit.

Le choix final sera comme toujours guidé par évaluation et comparaison des critères coût-performance.

Ce seront essentiellement les structures du second ordre qui seront rappelées dans cette étude, parce que performantes et simples.

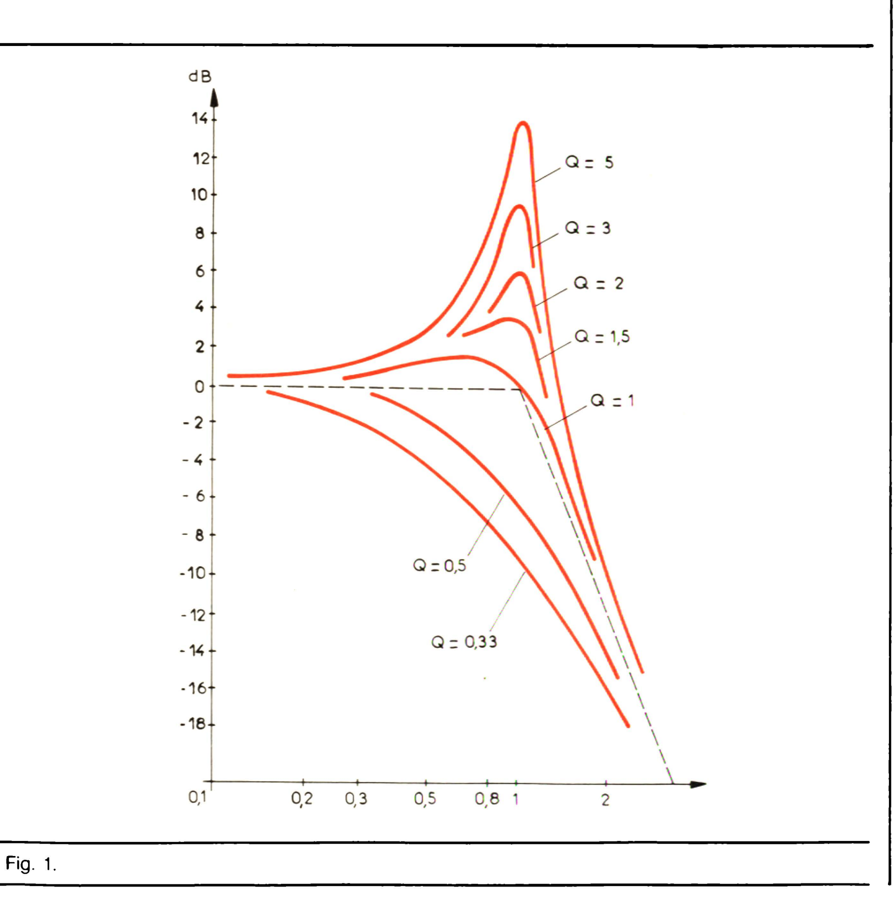


Fig. 1.

Rappelons les caractéristiques essentielles des principales fonctions.

Structure passe-bas

On a l'équation de base :

$$F(p) = \frac{1}{ap^2 + bp + c}$$

où a, b et c sont des constantes, fonction des composants, et $p = j\omega$.

Cette relation peut donc aussi s'écrire :

$$F(\omega) = \frac{1}{(c - a\omega^2) + jb\omega}$$

- Aux fréquences très basses : $\omega \to 0$.

On a alors :

$$F(0) = \frac{1}{c}$$

C'est une asymptote constante, indépendante de la fréquence. C'est la valeur nominale prise comme référence (0 dB).

- Aux fréquences très élevées : $\omega \to \infty$

On a alors :

$$F(\infty) = -\frac{1}{a\omega^2}$$

Si on multiplie la fréquence par 10 (décade), la fonction est divisée par 100 (40 dB) soit une pente de 40 dB/décade (asymptote).

- La pulsation de coupure sera par définition l'intersection des asymptotes soit :

$$\frac{1}{c} = \frac{1}{a\omega_c^2}$$

d'où $\omega_c = \sqrt{\frac{c}{a}}$

La valeur de la fonction à la coupure est alors :

$$|F(c)| = \frac{1}{b}\sqrt{\frac{a}{c}}$$

- Le coefficient de surtension se définit comme suit : indépendamment des asymptotes, l'allure de la courbe peut être différente suivant les valeurs de a, b et c. On définit donc un coefficient de surtension par le rapport :

$$Q = \frac{\text{F(coupure)}}{\text{F(intersection des asymptotes)}}$$

$$= \frac{|F(c)|}{|F(0)|} = \frac{\sqrt{ac}}{b}$$

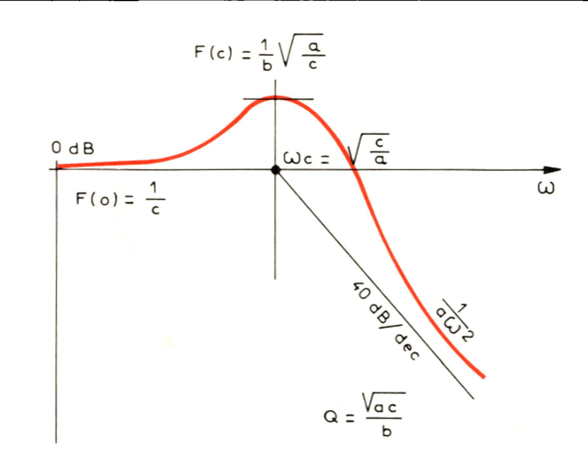


Fig. 2.

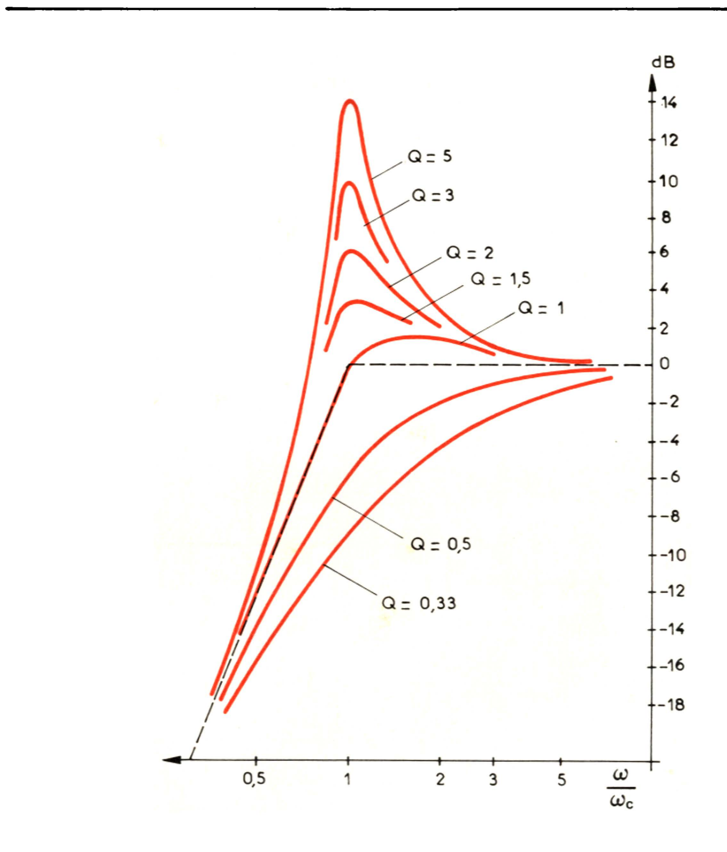


Fig. 3.

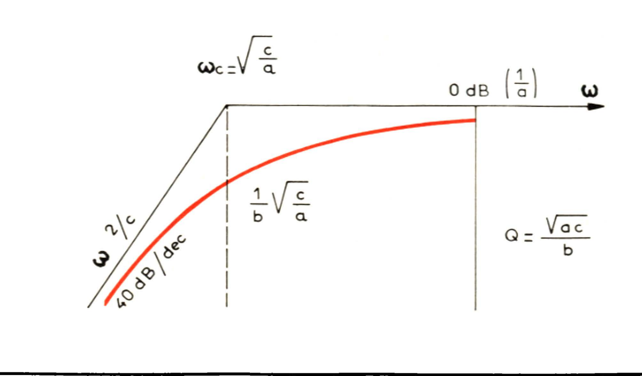


Fig. 4.

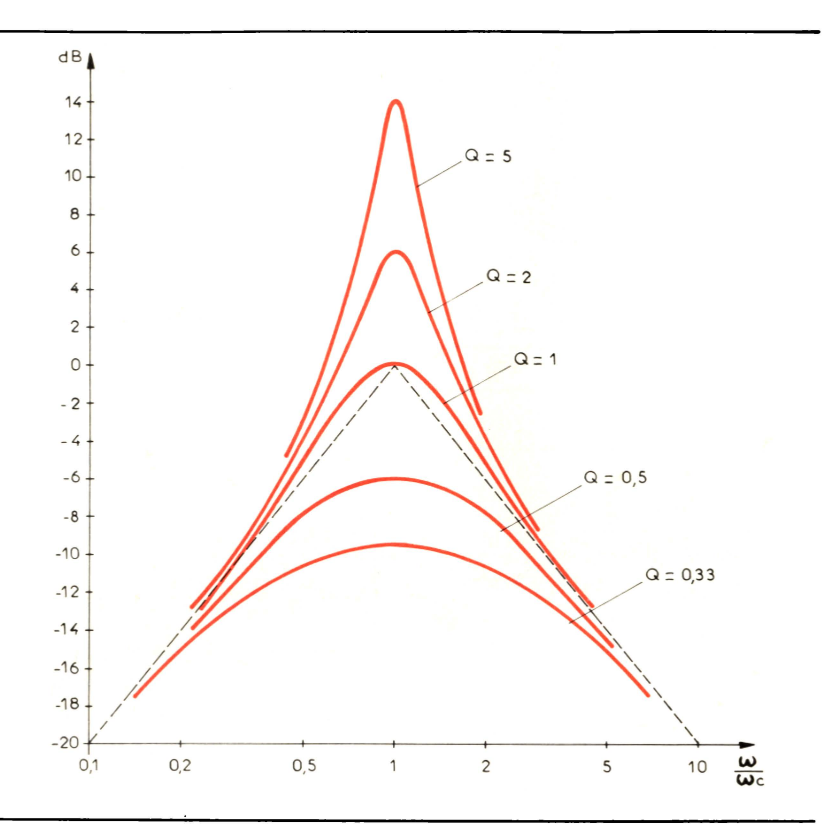


Fig. 5.

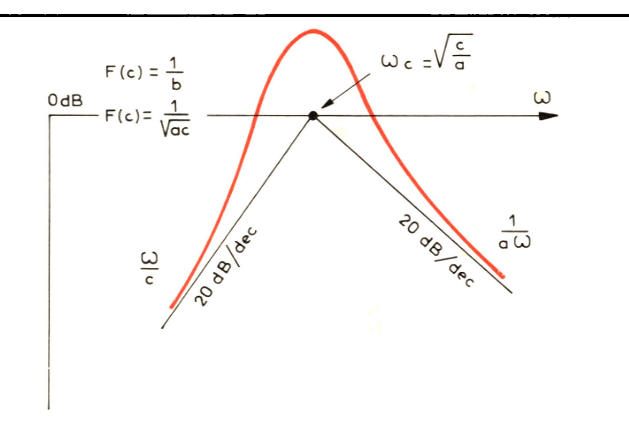


Fig. 6.

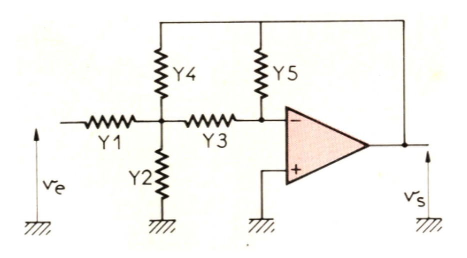


Fig. 7.

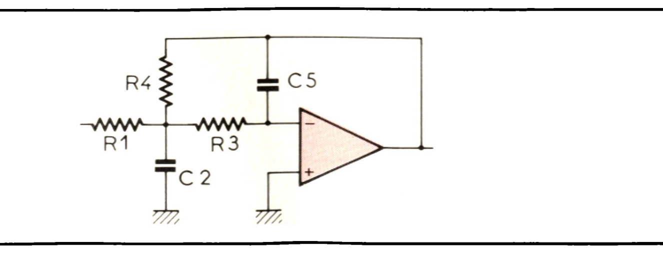


Fig. 8.

Si l'échelle des fréquences est graduée en valeurs réduites ω/ω_c, on obtient le réseau de courbes universelles de la **figure 1**.

La **figure 2** donne les points caractéristiques d'une structure passe-bas.

Structure passe-haut

On a les relations suivantes :

$$F(p) = \frac{p^2}{ap^2 + bp + c}$$

et

$$F(\omega) = \frac{-\omega^2}{(c - a\omega^2) + jb\omega}$$

On tient le même raisonnement que pour la structure précédente. On obtient donc :

- $F(0) = -\frac{\omega^2}{c}$
(pente de 40 dB/décade)

- $F(\infty) = \frac{1}{a}$

- Fréquence de coupure :

$$\omega_c = \sqrt{\frac{c}{a}}$$

- Fonction à la coupure :

$$F(c) = \frac{1}{b}\sqrt{\frac{c}{a}}$$

- Coefficient de surtension :

$$Q = \frac{|F(c)|}{|F(\infty)} = \frac{\sqrt{ac}}{b}$$

La **figure 3** donne les courbes universelles correspondant à cette structure, la **figure 4** indique les points caractéristiques.

Structure passe-bande

On a dans ce cas les relations :

$$F(p) = \frac{p}{ap^2 + bp + c}$$

et

$$F(\omega) = \frac{j\omega}{(c - a\omega^2) + jb\omega}$$

On tient le même raisonnement que précédemment, et donc :

- $|F(0)| = \frac{\omega}{c}$ (20 dB/décade)

- $|F(\infty)| = \frac{1}{a\omega}$ (20 dB/décade)

● Fréquence de coupure :

$$\omega_c = \sqrt{\frac{c}{a}}$$

● Fonction à la coupure :

$$F(c) = \frac{1}{b}$$

● Intersection des asymptotes (à ω_c)

$$F(c) = \frac{1}{\sqrt{ac}}$$

● Coefficient de surtension :

$$Q = \frac{|F(c)|}{F(i)} = \frac{\sqrt{ac}}{b}$$

Les courbes universelles sont celles de la **figure 5**, les points caractéristiques apparaissent à la **figure 6**.

Schéma général d'un filtre



Pour les trois types de filtre considérés, le schéma de principe est commun. Seule variera la nature des impédances : R ou C (**fig. 7**).

La fonction de transfert d'une telle structure est :

$$T = \frac{v_s}{v_e} = \frac{-y_1 y_3}{y_5(y_1 + y_2 + y_3 + y_4) + y_3 y_4}$$

Pour chaque type de filtre, on remplacera dans l'expression ci-dessus chacune des admittances *y* par sa valeur : 1/R, jcω ou c_p.

Filtre passe-bas

Il correspond au schéma de la **figure 8.**

En remplaçant les *y* par leur valeur et après mise en forme, on retrouve la relation :

$$F(p) = -\frac{1}{ap^2 + bp + c}$$

en posant :

$$a = R_1 R_3 C_2 C_5$$

$$b = R_1 R_3 C_5 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}\right)$$

$$c = \frac{R_1}{R_4}$$

Filtre passe-bande

Il correspond au schéma de la **figure 9.**

Le calcul est le même que pour la structure précédente. On a donc :

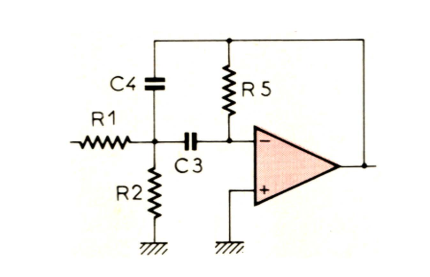


Fig. 9.

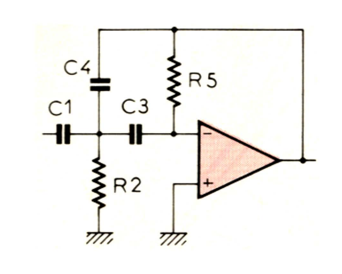


Fig. 10.

$$F(p) = -\frac{p}{ap^2 + bp + c}$$

Avec :

$$a = R_1 C_4$$

$$b = \frac{R_1 (C_3 + C_4)}{R_5 C_3}$$

$$c = \frac{R_1}{R_5 C_3}\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)$$

Remarques

● La relation correspondante :

$$F(\omega) = -\frac{j\omega}{(c - a\omega^2) + jb\omega}$$

pourra aussi s'écrire sous la forme équivalente classique :

$$F(f) = \frac{A_0}{1 + jQ\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)}$$

avec $A_0 = -\frac{1}{b}$ et $Q = \frac{f_0}{B}$

● Si $R_2 \ll R_1$, $1/R_1$ sera négligeable devant $1/R_2$.

Le paramètre c se réduit à :

$$c = \frac{R_1}{R_2 R_5 C_3}$$

fonction de R_2, alors que a et b n'en dépendent pas. Donc, si R_2 est variable, le gain et la bande passante restent constants alors que la fréquence d'accord se déplace. Il y a simplement translation horizontale de la courbe de réponse.

Filtre passe-haut

Le schéma est celui de la **figure 10.**

$$F(p) = -\frac{p}{ap^2 + bp + c}$$

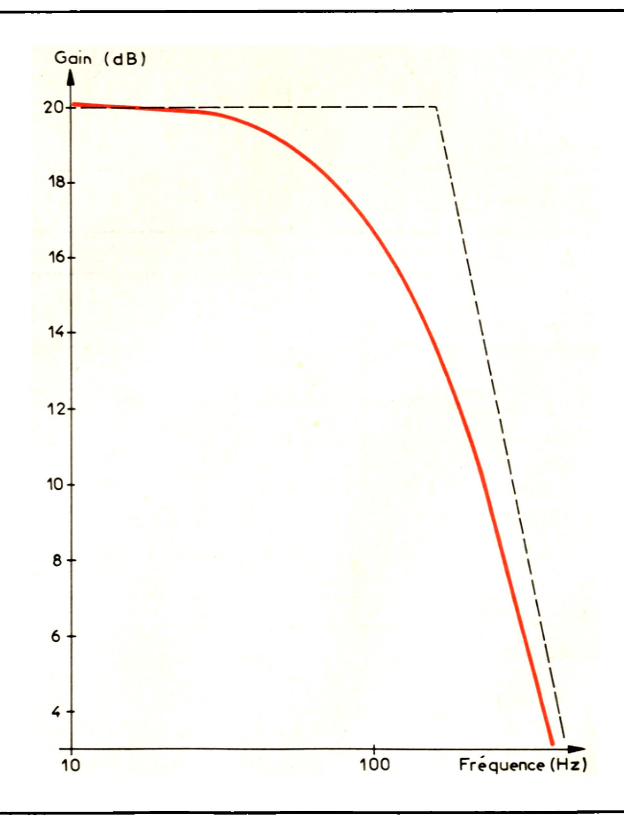


Fig. 11. – Courbe du passe-bas de la figure 8 : $R_1 = R_3 = 10\ k\Omega$, $R_4 = 100\ k\Omega$, $C_2 = 0{,}1\ \mu F$, $C_5 = 10\ nF$.

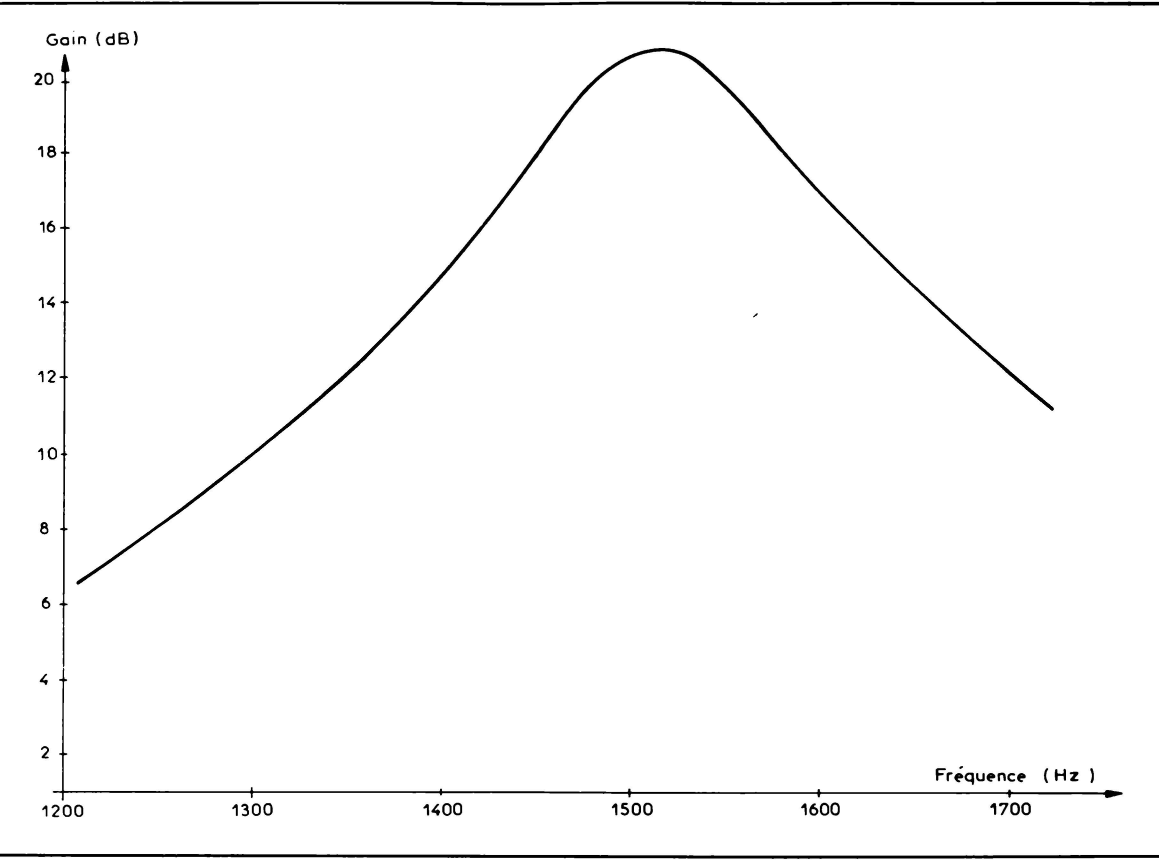


Fig. 12. – Courbe du passe-bande de la figure 9 : R_1 = 10 kΩ, R_2 = 510 Ω, R_5 = 220 kΩ, $C_3 = C_4$ = 10 nF.

Avec :

$$a = \frac{C_4}{C_1}$$

$$b = \frac{C_1 + C_3 + C_4}{R_5 C_1 C_3}$$

$$c = \frac{1}{R_2 R_5 C_1 C_3}$$

Méthode de calcul d'un filtre

Le cahier des charges doit préciser :

– le type de structure (passe-bas, passe-bande, passe-haut),
– le gain nominal,
– la fréquence ou pulsation de coupure,
– le profil de réponse souhaité, caractérisé par le coefficient de surtension Q (voir courbes universelles).

A partir de ces éléments, on peut calculer les trois paramètres a, b, c **(tableau 1)**.

Calcul des valeurs des composants

Pour chaque type de filtre, on dispose de trois relations pour définir cinq composants. Il faut donc a priori imposer les valeurs de deux d'entre eux.

Une solution possible est celle du **tableau 2**.

Tableau 1		
Passe-bas	Passe-bande	Passe-haut
$c = 1/G$ $a = c/\omega_c^2$ $b = \sqrt{ac}/Q$	$b = 1/G$ $a = bQ/\omega_c$ $c = bQ\,\omega_c$	$a = 1/G$ $c = a\omega_c^2$ $b = \sqrt{ac}/Q$

Tableau 2		
Passe-bas	Passe-bande	Passe-haut
Impose R_1 et R_3 $R_4 = R_1/c$ $C_5 = \frac{b}{R_1 R_3 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}\right)}$ $C_2 = \frac{a}{R_1 R_3 C_5}$	Impose C_3 et C_4 $R_1 = a/c_4$ $R_5 = \frac{R_1(C_3 + C_4)}{b\,C_3}$ $R_2 = \frac{R_1}{c\,C_3 R_5 - 1}$	Impose C_1 et C_3 $C_4 = a\,C_1$ $R_5 = \frac{C_1 + C_3 + C_4}{b\,C_1 C_3}$ $R_2 = \frac{1}{c\,R_5 C_1 C_3}$

Tableau 3		
Passe-bas	Passe-bande	Passe-haut
G = 10 (20 dB) f_c = 159 Hz ω_c = 1 000 R/s Q = 0,5	G = 10 (20 dB) f_c = 1 592 Hz ω_c = 10 000 R/s Q = 10	G = 50 (34 dB) f_c = 1 592 Hz ω_c = 10 000 R/s Q = 1

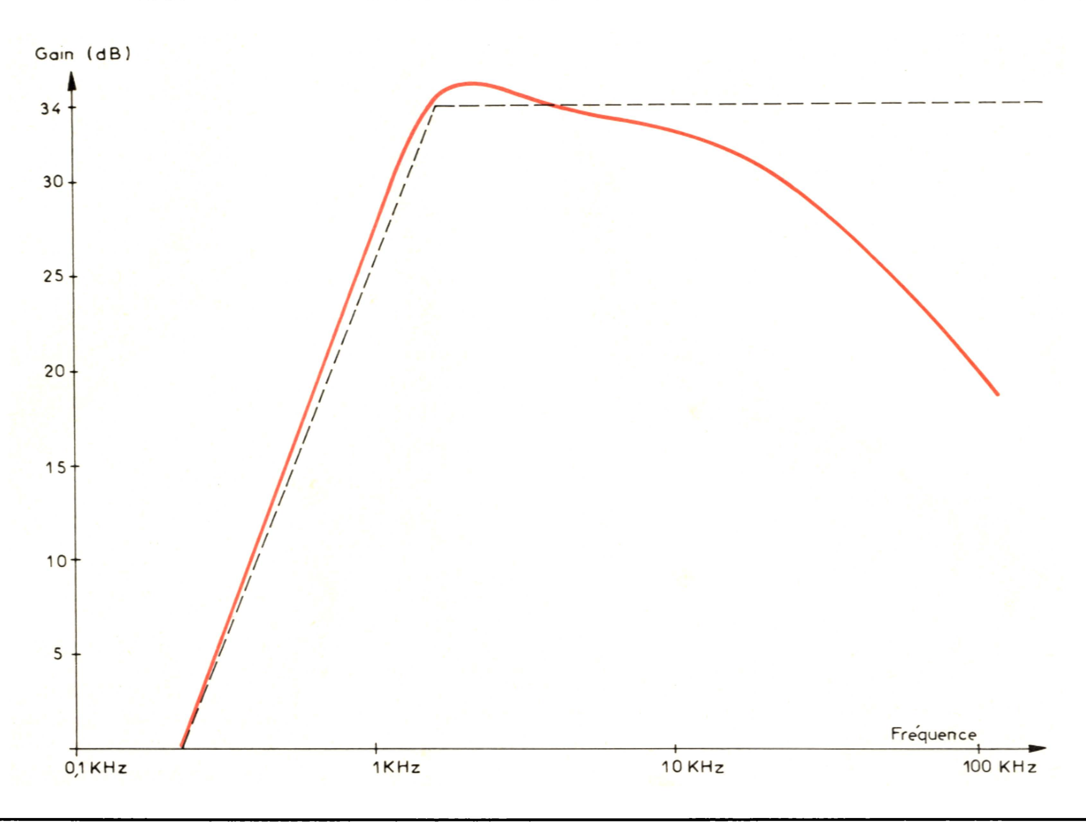


Fig. 13. – Courbe du passe-haut de la figure 10 : $C_1 = C_3 = 0{,}1\ \mu F$, $C_4 = 2$ nF, $R_2 = 510\ \Omega$, $R_5 = 100$ kΩ.

Tableau 4		
Passe-bas	Passe-bande	Passe-haut
$a \times k^4$ $b \times k^2$ c inchangé ω_c/k^2 G inchangé Q inchangé	$a \times k^2$ inchangé c/k^2 ω_c/k^2 G inchangé Q inchangé	a inchangé b/k^2 c/k^4 ω_c/k^2 G inchangé Q inchangé

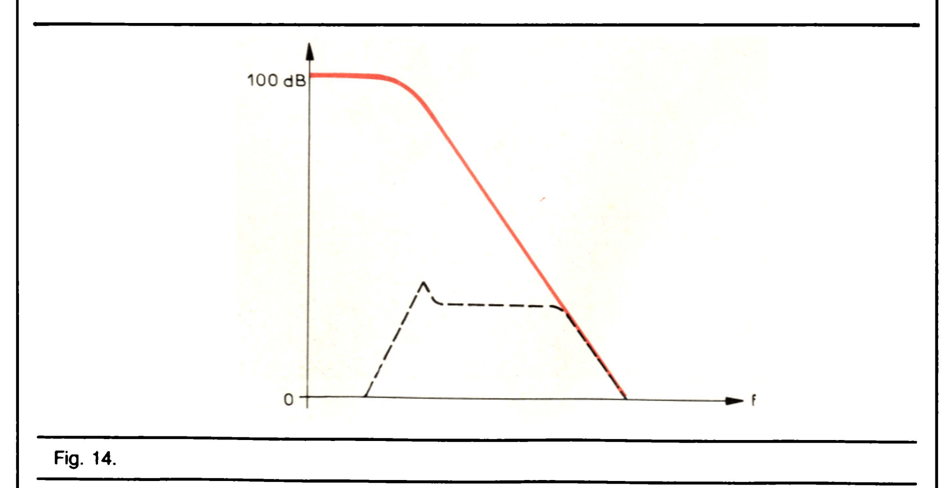


Fig. 14.

Remarques

● Les premières valeurs choisies seront simples et courantes. Si les calculs conduisaient à des valeurs extrêmes, on modifierait les valeurs initiales.

● On adoptera évidemment ensuite les valeurs normalisées voisines des valeurs théoriques calculées.

Exemples d'application

Soit à calculer les trois filtres dont les caractéristiques sont résumées dans le **tableau 3**.

Les courbes et les résultats expérimentaux sont reproduits dans les **figures 11, 12 et 13**.

Remarques

● Il ne faudra pas oublier, dans l'établissement du projet, l'influence de la courbe de réponse du gain en boucle ouverte en fonction de la fréquence, notamment pour les filtres passe-bande centrés aux fréquences élevées ainsi que pour les filtres passe-haut qui seraient en réalité des passe-bande **(fig. 14)**.

● Pour une structure donnée, si on multiplie toutes les valeurs des composants par une constante k, les caractéristiques de chaque type de filtre évoluent de la façon présentée au **tableau 4**.

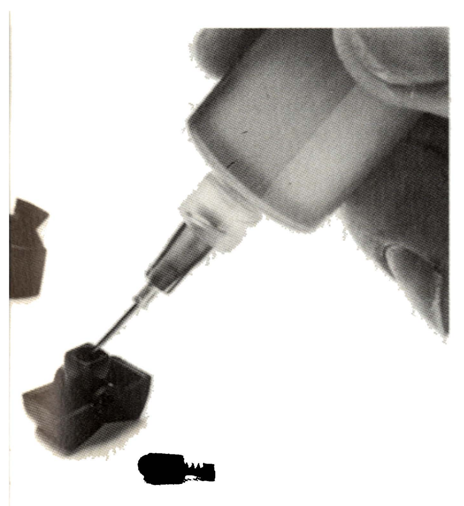
En conclusion, si on multiplie tous les composants par k, la courbe de réponse et le gain restent inchangés alors que la fréquence de coupure est divisée par k^2. Tout ceci bien sûr, dans les limites de la remarque précédente.

A. Billès

« AU SECOURS ! »

Cet homme a besoin d'aide... EFD va l'aider.

Les seringues manuelles,
les cotons-tiges,
les bouteilles à dépression sont de mauvais outils de travail.



Le 1000 XLE vous donne :
des dépôts de colles, de pâtes, d'époxies, de lubrifiants en flux de façon automatique.
Sans gaspillage, sans saleté, sans rejet et RAPIDEMENT... d'un simple coup de pédale.

Utiliser un applicateur automatique EFD et économiser des milliers d'heures de production.

SERVICE-LECTEURS N° 24

Pour un essai gratuit de 30 jours.
Appelez-nous dès aujourd'hui au :

NUMERO VERT (APPEL GRATUIT) **16.05.33.11.33**

pour tous renseignements et documentation.



EFD® FRANCE

Augmente la productivité.

62-70 Rue Yvan Tourgueneff
78380 Bougival
Tél. (3) 061.68.69 - Téléfax : (3) 061.67.80

Au Premier Plan

le seul relais statique entièrement intégré

La série ChipSwitch :
- sortie 1 A/110 ou 220 V ~
- dv/dt à l'état bloqué 600 V/μs
- courant de fuite max. 10 μA
- commutation au "0" : IEM<VDE limite "A" et "B"

IOR INTERNATIONAL RECTIFIER FRANCE

17, boulevard Arago - Z.I. de Villemilan - 91320 Wissous Tél. : (6) 920.70.50 - Télex : 600 943

birepub 750

Distributeurs : CELDIS-DIODE • COMPOSANTS S.A. • DISOLEC-RHONALCO • EPROM • GENERIM • P.E.P.

SERVICE-LECTEURS N° 29

la mémoire de vos besoins

CONVERTISSEURS C/C HAUTE INTEGRATION ? Série GSR 400 de SGS.

Tension d'entrée 8 à 48 V
Tension de sortie 5, 12, 15 et 24 V pour un courant nominal de 4 A.
Le GSR 405 S possède une sortie "RESET" pour alimentation μP
Il existe également le GSR 400 V dont la tension de sortie est ajustable de 5 à 40 V.

AUTRES PRODUITS SGS, EN STOCK CHEZ EUROPAVIA : Transistors tous types, circuits de commande, régulateurs, circuits logiques CMOS et HMOS, etc.

G. Nebut Conseils

Europavia FRANCE

6-8, rue Ambroise Croizat • Z.I. des Glaises
91120 PALAISEAU • Tél. (6) 930.50.50
Télex Euravia 692 113 F

SGS Technologie et Service

SERVICE-LECTEURS N° 30



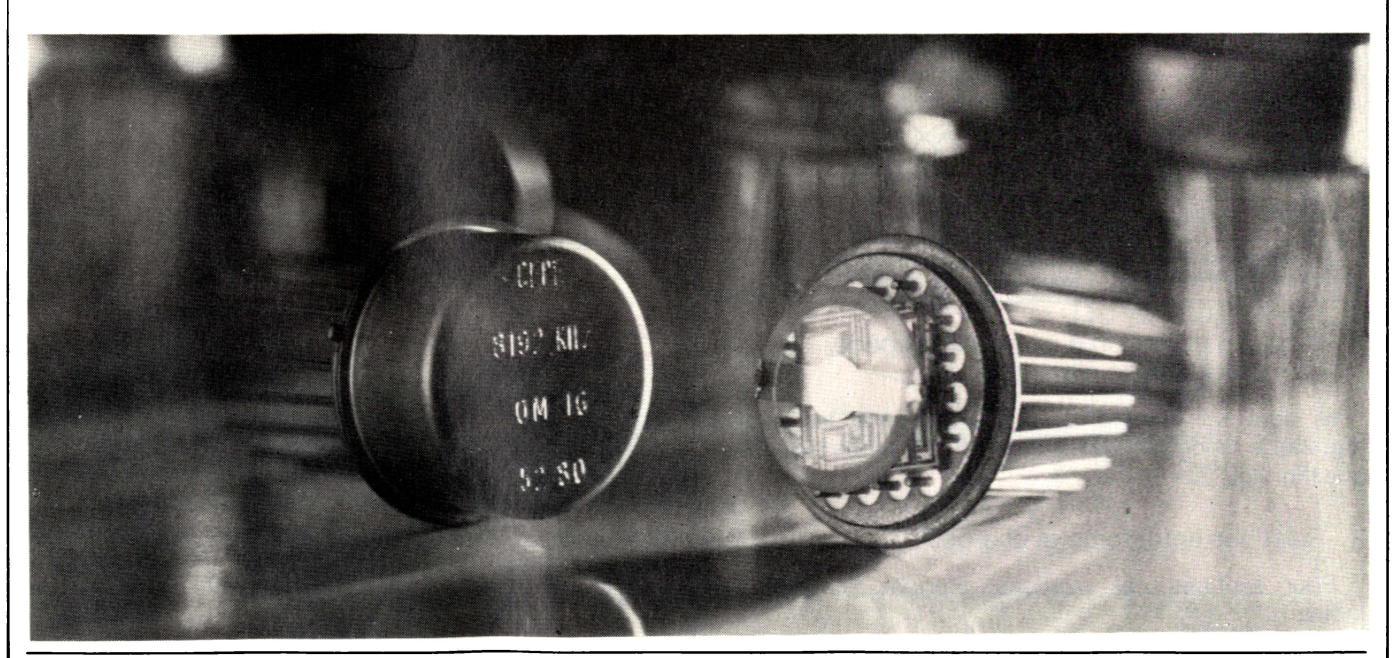
La piézo-électricité : analyse et applications d'un phénomène

(première partie)

Le phénomène de piézo-électricité apparaît dans les cristaux dépourvus de centre de symétrie (quartz par exemple) et n'existe pas dans les corps isotropes. Certaines céramiques polycristallines après polarisation deviennent piézo-électriques.

Le quartz et les céramiques piézo-électriques trouvent leur place dans de nombreuses applications, aussi bien dans le domaine grand public que dans l'industrie.

Cet article se propose d'expliquer le phénomène piézo-électrique et présentera ensuite (dans notre prochain numéro) deux applications des composants piézo-électriques (filtrage et capteurs).



Oscillateur à quartz avant et après encapsulation (doc. Thomson-CEPE).

Définitions

● **Effet direct.** Il a été défini par Pierre Curie en 1881 : si on applique à un échantillon de corps piézo-électrique une force mécanique, il se produit dans la masse de l'échantillon une polarisation électrique, et à sa surface des charges électriques.

Le sens de la polarisation, et donc le signe des charges, s'inversent en même temps que s'inverse le sens de la force.

● **Effet inverse.** Il fut mis en évidence par Lippmann : si on soumet à un champ électrique un échantillon piézo-électrique, celui-ci se déforme sous l'action de forces internes. Cette déformation change de sens en même temps que l'on inverse le sens du champ électrique.

Aspects physiques

1. Modules piézo-électriqqes

L'effet piézo-électrique peut être défini à partir du vecteur de polarisation et des contraintes appliquées **(voir fig. 1)**. Soit : $\vec{P} = \vec{i}P_{xx} + \vec{j}P_{yy} + \vec{k}P_{zz}$, où x, y, z sont les axes cristallins.

Nous avons :

$$P_{xx} = d_{11} \cdot \sigma_{xx} + d_{12} \cdot \sigma_{yy} + d_{13} \cdot \sigma_{zz} + d_{14} \cdot \tau_{yz} + d_{15} \cdot \tau_{zx} + d_{16} \cdot \tau_{xy}$$

$$P_{yy} = d_{21} \cdot \sigma_{xx} + d_{22} \cdot \sigma_{yy} + d_{23} \cdot \sigma_{zz} + d_{24} \cdot \tau_{yz} + d_{25} \cdot \tau_{zx} + d_{26} \cdot \tau_{xy}$$

$$P_{zz} = d_{31} \cdot \sigma_{xx} + d_{32} \cdot \sigma_{yy} + d_{33} \cdot \sigma_{zz} + d_{34} \cdot \tau_{yz} + d_{35} \cdot \tau_{zx} + d_{36} \cdot \tau_{xy}$$

où d.. sont les modules piézo-électriques, σ.. les contraintes axiales et τ.. les contraintes de cisaillement.

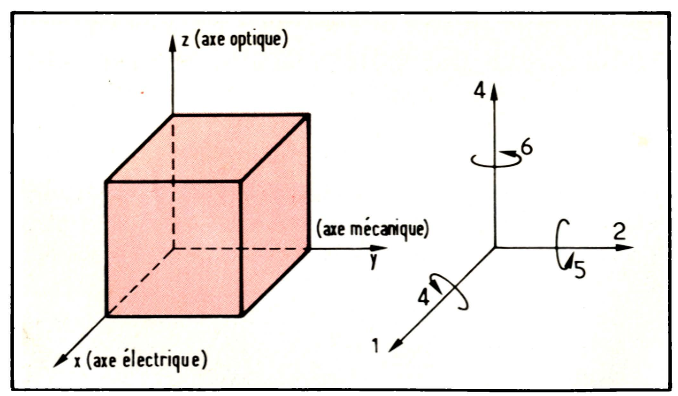


Fig. 1. – Notation axiale des coefficients piézo-électriques ; unité des modules piézo-électriques d.. = coulomb/newton ou Cm^{-2}/Nm^{-2}.

2. Modes d'utilisation d'un parallélépipède de matériau piézo-électrique

Ils sont au nombre de trois : le mode longitudinal **(fig. 2a)**, le mode transversal **(fig. 2b)** et le mode hydrostatique **(fig. 2c)**.

3. Relations entre force et charges

Pour exprimer ces relations, prenons l'exemple du quartz.

La **figure 3a** représente une cellule cristalline de quartz électriquement neutre.

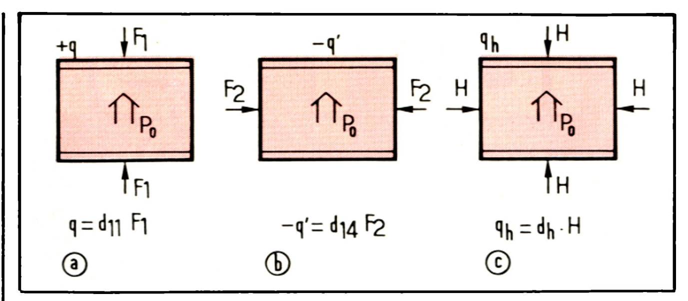


Fig. 2. – Les trois modes d'utilisation d'un matériau piézo.

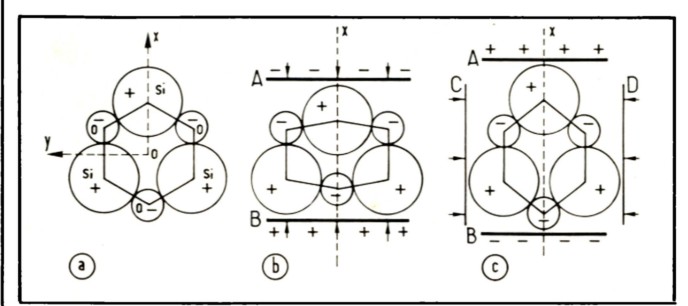


Fig. 3. – Cellule de quartz simplifiée.

Une force appliquée, suivant l'axe électrique Ox déforme la cellule et des charges négatives apparaissent sur la face A alors que des charges positives apparaissent sur la face B **(fig. 3b)** ; ceci est l'effet longitudinal.

La charge globale est proportionnelle à la force appliquée.

$$Q_x = K \cdot F_x\,(C) \qquad (1)$$

Une force appliquée suivant l'axe mécanique O_y déforme la cellule et des charges de signe opposé à celles du cas précédent apparaissent sur les faces A et B **(fig. 3c)** ; ceci est l'effet transversal.

Dans ce cas la charge globale est proportionnelle à la force et au rapport des dimensions de A et C :

$$Q_y = -K \cdot \frac{L}{\tau} \cdot F_y(C) \qquad (2)$$

Du fait de la symétrie il n'y a pas de polarisation quand on applique une force dans la direction de l'axe optique O_z.

Si on applique une tension V_x entre les faces A et B, non chargées, il y aura déformation de τ tel que :

$$\Delta \tau = K \cdot V_x\,(m) \qquad (3)$$

et de L tel que :

$$\Delta L = -k \cdot \frac{L}{\tau} \cdot V_x\,(m) \qquad (4)$$

Matériaux piézo-électriques

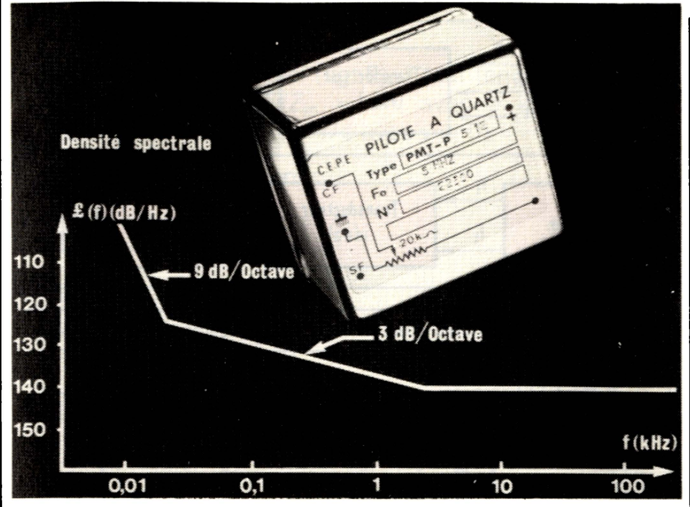
1. Le quartz

Le quartz est un cristal de silice (SiO_2). Il existe sous forme naturelle mais peut aussi être synthétisé. Sa forme et ses axes principaux sont représentés **figure 4**.

Les modules piézo-électriques du quartz sont :

$$\begin{bmatrix} d_{11} & -d_{11} & 0 & d_{14} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -d_{14} & -2d_{11} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

avec $d_{11} = 2{,}3 \quad 10^{-12}$ C/N et $d_{14} = -0{,}67 \quad 10^{-12}$ C/N



Aspect usuel d'un pilote à quartz (doc. Thomson-CEPE).

2. La tourmaline

Silicate de formule générale ((Si_6 O_{18} $(BO_3)_3$ $(OH,F)_4$) $NaAl_6M_3$,M). Elle n'est pas très utilisée à cause de son prix élevé et de sa faible sensibilité. Cependant, c'est le meilleur matériau naturel pour la déformation volumique (coefficient hydrostatique dh) et pour sa gamme d'utilisation en température.

3. Sel de Rochelle ou de Seignette

Tartrate de potassium et de sodium de composition ($NaKC_4H_4O_6$, $4H_2O$). Le plus utilisé industriellement pour les têtes de lecture de tourne-disques et les microphones où sa sensibilité au cisaillement, $P_{xx} = d_{14}\tau_{yz}$, et sa haute permittivité sont très importantes.

4. Les céramiques

On peut donner à un matériau céramique polycristallin, une réponse piézo-électrique permanente, comparable à celle obtenue d'un cristal, grâce à un bref prétraitement par un champ électrique polarisant. La céramique est munie d'électrodes en argent (ou palladium) qui sont fixées à chaud aux faces principales de l'élément et elle est prépolarisée en la soumettant à un champ électrique de l'ordre de 20 kV/cm pendant 15 minutes. Pendant cette période, l'élément est maintenu à une température supérieure de 120 °C au point de Curie (température à partir de laquelle la céramique perd ses propriétés piézo-électriques de façon irréversible).

Ce sont principalement des titanates ou des titano-zirconates de baryum et de plomb.

Coupes des cristaux

Les éléments piézo-électriques monocristallins sont formés de sections découpées dans les cristaux, et identifiées par l'axe perpendiculaire aux faces les plus grandes de la section. Par exemple, si l'on découpe une plaque dont les faces les plus développées sont perpendiculaires à l'axe x, on la désigne sous le vocable de « Coupe X ». Les plaquettes découpées à partir de ces sections sont ensuite désignées par leur orientation angulaire par rapport aux deux autres axes. Par exemple, « Coupe X 0° » ou « Coupe X 45° ».

D'autres coupes avec des angles particuliers existent et ont pour désignation : AT, BT, CT, DT, SC.

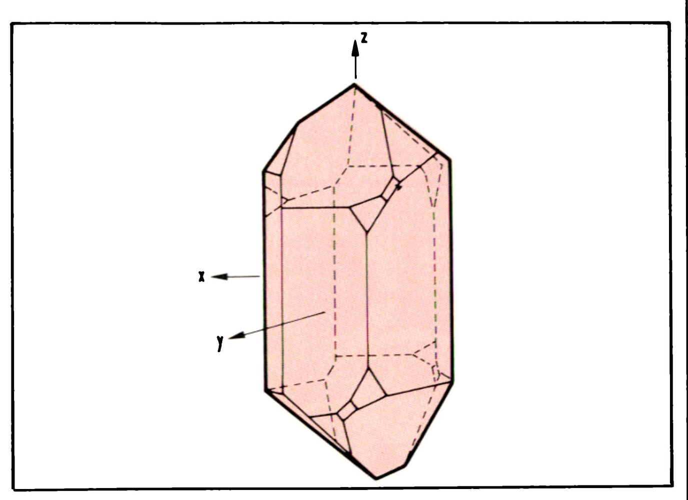


Fig. 4. – Cristal de quartz.

Comportement à la résonance

A la fréquence de résonance mécanique, propre à la lame piézo utilisée, l'amplitude de la vibration prend une valeur considérablement plus forte que la déformation en statique.

Le rapport entre les deux est appelé coefficient de surtension. Il est compris entre 25 000 et 2 000 000 suivant les matériaux, leur qualité et la coupe.

Cette fréquence de résonance est égale à :

$$f = \frac{1}{2L} \cdot \sqrt{\frac{E}{\rho}}$$

avec L = longueur, E = module d'élasticité et ρ = masse volumique.

Température et humidité

La résistance d'isolement de tous les matériaux piézo-électriques diminue lorsqu'ils sont dans une atmosphère humide. Certains sont solubles dans l'eau et, si ils ne sont pas protégés, il faut surveiller le taux d'humidité ambiante.

Les variations de température affectent le facteur de sensibilité, la permittivité, le facteur de dissipation et la résistance volumique des matériaux piézo-électriques (voir **fig. 5**).

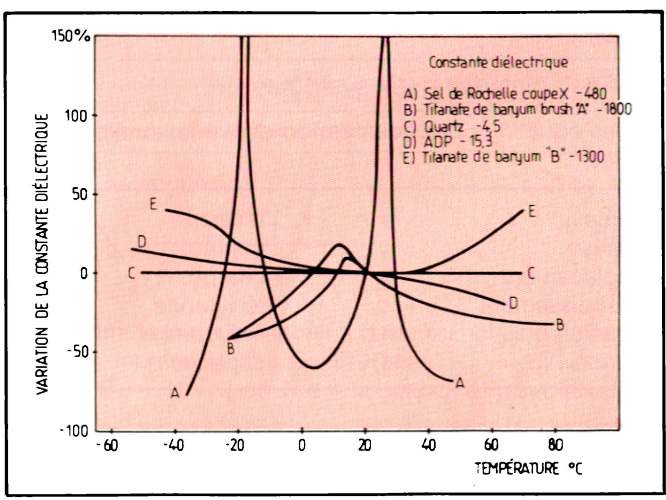


Fig. 5. – Variation de la constante diélectrique avec la température.

Cette influence est variable suivant le matériau considéré et sa coupe. De ce fait, elle ne peut être mise en évidence par une équation générale.

Analogies mécaniques

La similitude de forme entre les équations différentielles qui régissent les systèmes mécaniques et les circuits électriques permet d'établir une analogie entre leurs différents paramètres.

1. Equations différentielles des systèmes mécaniques
(voir fig. 6)

$$f = m \cdot \frac{dx^2}{dt^2} + c \cdot \frac{dx}{dt} + kx \qquad (5)$$

$$f = m \cdot \frac{dv}{dt} + cv + k \int v\,dt \qquad (6)$$

Avec f = force exercée (N) ; c = coefficient d'amortissement (Ns/m) ; m = masse (kg) ; v = vitesse de déplacement (m/s) ; x = déplacement (m) ; k = dureté du matériau (N/m) ; t = temps (s).

2. Equations différentielles d'un circuit électrique
(voir fig. 7)

$$e = L \cdot \frac{d^2Q}{dt^2} + R \cdot \frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{C} \qquad (7)$$

$$e = L \cdot \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C}\int i\,dt \qquad (8)$$

Avec e = tension (V) ; L = inductance (H) ; i = courant (A) ; C = capacité (F) ; Q = charge (C) ; R = résistance (Ω).

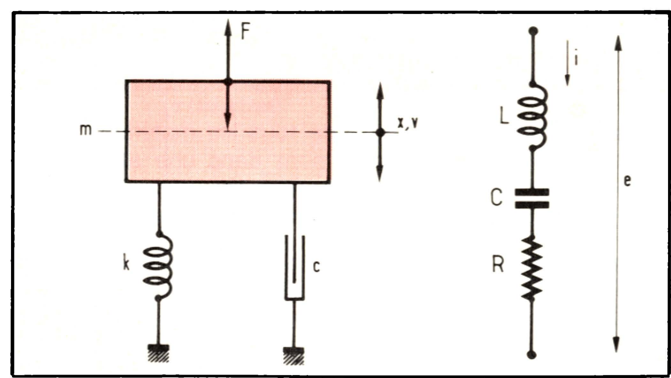


Fig. 6. et 7. – Système mécanique (à gauche) et circuit électrique (à droite).

3. Analogies des deux systèmes

Des équations précédentes, on déduit les analogies suivantes :

Force	f	→	tension	e
Vitesse	v	→	courant	i
Déplacement	x	→	charge	Q
Amortissement	c	→	résistance	R
Masse	m	→	inductance	L
Dureté	1/K	→	capacité	C

Impédance mécanique

L'impédance électrique est définie par Z = e/i ; par analogie, on définit l'impédance mécanique $Z_m = f/v$.

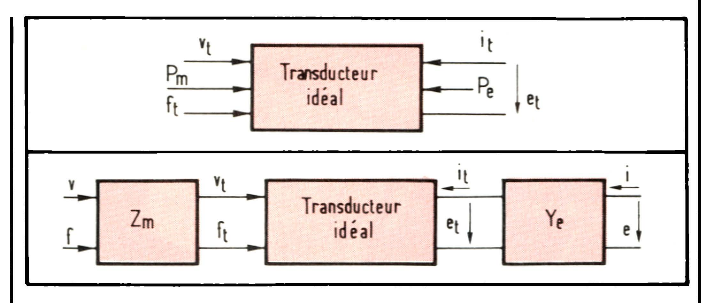


Fig. 8. et 9. – Transducteur idéal (en haut) et transducteur réel (en bas).

Soit F et V les transormées de Laplace de f et v ; l'équation (5) s'écrit :

$$F = mpV + cV + \frac{k}{p} \cdot V \qquad (9)$$

d'où :

$$Z_m = \frac{F}{V} = c + mp + \frac{k}{p} \qquad (10)$$

Fonction de transfert d'un transducteur électromécanique

Soit P_m la puissance mécanique appliquée au transducteur ($P_m = f \cdot v$) et P_e la puissance électrique recueillie aux bornes du transducteur ($P_e = e \cdot i$).

1. Transducteur idéal

On peut représenter, comme à la **figure 8,** le composant piézo-électrique par un quadripole dont les équations sont :

$$\left.\begin{array}{l} f_t = f(v_t, e_t) \\ i_t = i(v_t, e_t) \end{array}\right\} \qquad (11)$$

Le transducteur étant idéal, il n'y a pas de perte, donc : $P_m = -P_e$ (avec les conventions de la figure).

$$P_m = \frac{1}{2} R_e (f_t\, v_t^*) = \frac{1}{2} R_e (v_t\, f_t^*) \qquad (12)$$

$$P_e = \frac{1}{2} R_e (i_t\, e_t^*) = \frac{1}{2} R_e (e_t\, i_t^*) \qquad (13)$$

avec R_e = partie réelle.

f_t, v_t, e_t et i_t sont des expressions complexes et f_t^*, v_t^*, e_t^*, i_t^* leurs expressions complexes conjuguées.

Les équations du transducteur idéal sont :

$$\begin{array}{l} f_t = N_{fe}\, e_t \\ i_t = N_{iv}\, v_t \end{array} \qquad (14)$$

d'où :

$$P_m = \frac{1}{2} R_e (f_t\, v_t^*) = \frac{1}{2} R_e (N_{fe}\, e_t\, v_t^*)$$

$$P_e = \frac{1}{2} R_e (e_t\, i_t^*) = \frac{1}{2} Re (e_t\, N_{iv}^*\, v_t^*)$$

$$\text{donc : } N_{fe} = -N_{iv}^* = N \qquad (15)$$

Le transducteur idéal a pour matrice :

$$\begin{bmatrix} f_t \\ i_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & N \\ -N^* & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_t \\ e_t \end{bmatrix}$$

où N est la constante du matériau en J/Vm.

2. Transducteur réel

Dans le transducteur réel **(fig. 9)**, il faut tenir compte de l'impédance mécanique ($Z_m = f/v$ avec $e = 0$) et de l'admittance électrique ($Y_e = i/e$ avec $v = 0$).

Les équations deviennent :

$$\left.\begin{aligned} f &= Z_m v + N e \\ i &= -N^* v + Y_e e \end{aligned}\right\} \quad (16)$$

dont on tire la matrice :

$$\begin{bmatrix} f \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_m & N \\ -N^* & Y_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ e \end{bmatrix} \quad (17)$$

De cette matrice, on obtient la matrice de transfert :

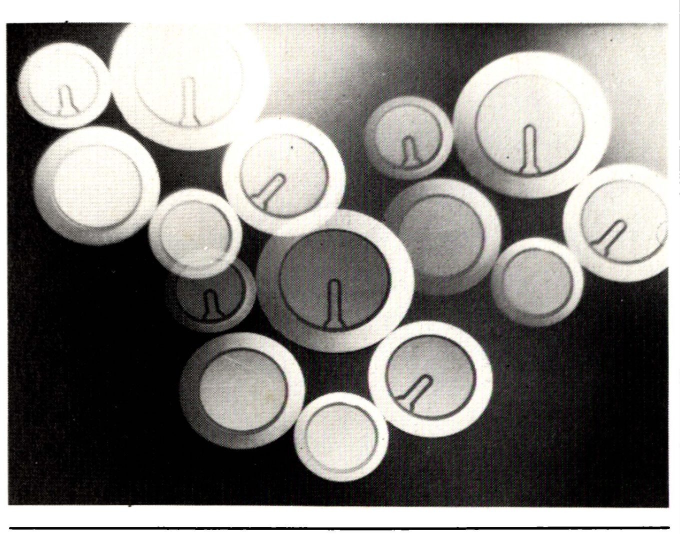
$$\begin{bmatrix} f \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N + Z_m Y_e/N^* & -Z_m N^* \\ Y_e/N^* & -1/N^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e \\ i \end{bmatrix} \quad (18)$$

3. Transducteur avec précontrainte et charge en sortie

Celui-ci se représente de la façon montrée à la **figure 10.** La matrice de transfert est :

$$\begin{bmatrix} f_o \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_{mo} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & Z_m \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N & 0 \\ 0 & -1/N^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -Y_e & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -Y_{eo} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e \\ i_o \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\begin{bmatrix} f_o \\ v \end{bmatrix} = \frac{1}{N^*} \begin{bmatrix} N^2 + (Z_m + Z_{mo})(Y_e + Y_{eo}) & -(Z_m + Z_{mo}) \\ Y_e + Y_{eo} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e \\ i_o \end{bmatrix} \quad (20)$$



Céramiques piézo-électriques (doc. RTC).

avec ϵ = permittivité relative du matériau ; ϵ_o = permittivité du vide ($8{,}854 \cdot 10^{-12}$ F/m) ; a = surface active du transducteur (m^2) ; δ = épaisseur du transducteur (m).

On calcule Z_m en remplaçant p par $j\omega$ (pulsation de variation) dans l'équation (10) ;

$$Z_m = c + j\left(m\omega - \frac{k}{\omega}\right) \quad (24)$$

donc :

$$Y_{ei} = \frac{1}{j\Gamma\omega} + \frac{N^2}{c + j\left(m\omega - \frac{k}{\omega}\right)} \quad (25)$$

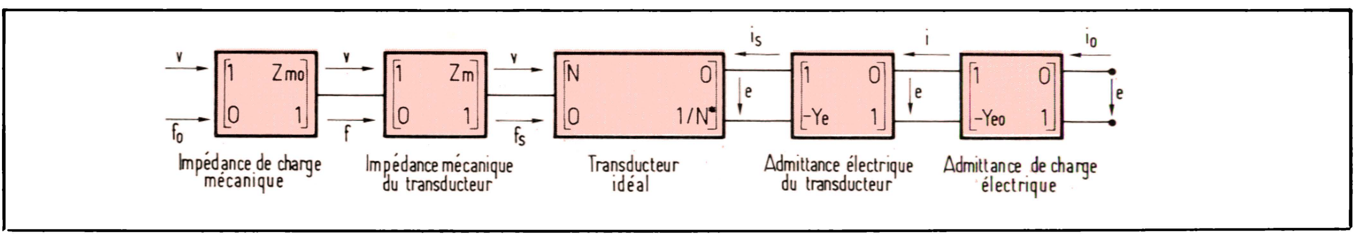


Fig. 10. – Transducteur dans un montage.

4. Admittance de sortie

L'admittance de la sortie électrique d'un transducteur électromécanique est définie à partir de la matrice (20) que nous venons de voir, lorsque d'entrée mécanique est en court-circuit, c'est-à-dire avec $f_o = 0$; d'où :

$$Y_{ei} = \frac{i_o}{e} \cdot f_o = 0 = Y_e + Y_{eo} + \frac{N^2}{Z_m + Z_{mo}} \quad (21)$$

5. Schéma équivalent en régime dynamique

Si l'on considère le transducteur seul, l'équation précédente (21) devient :

$$Y_{ei} = Y_e + \frac{N^2}{Z_m} \quad (22)$$

où Y_e est l'admittance électrique du transducteur qui peut être représenté par sa capacité propre Γ :

$$\Gamma = \epsilon_o \cdot \epsilon \cdot \frac{a}{\delta} \quad (23)$$

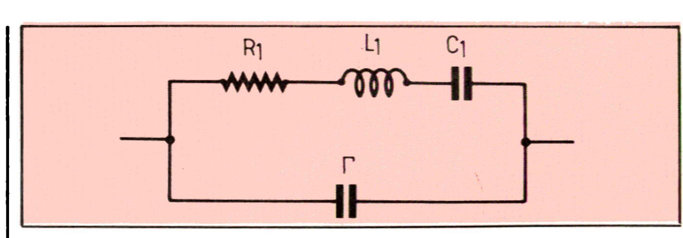


Fig. 11. – Schéma équivalent d'un transducteur piézo.

expression analogue à :

$$Y_{ei} = \frac{1}{j\Gamma\omega} + \frac{1}{R_1 + j\left(L_1\omega - \frac{1}{C_1\omega}\right)} \quad (26)$$

qui est l'admittance d'un circuit à deux branches parallèles comme le montre la **figure 11** (avec $R_1 = c/N^2$; $L_1 = m/N^2$; $C_1 = N^2/K$) où N est la *sensibilité piézo-électrique*

$$N = \epsilon \cdot \epsilon_o \cdot \frac{a}{\delta d} \quad (N/V)$$

avec d = module piézo-électrique (V/m).



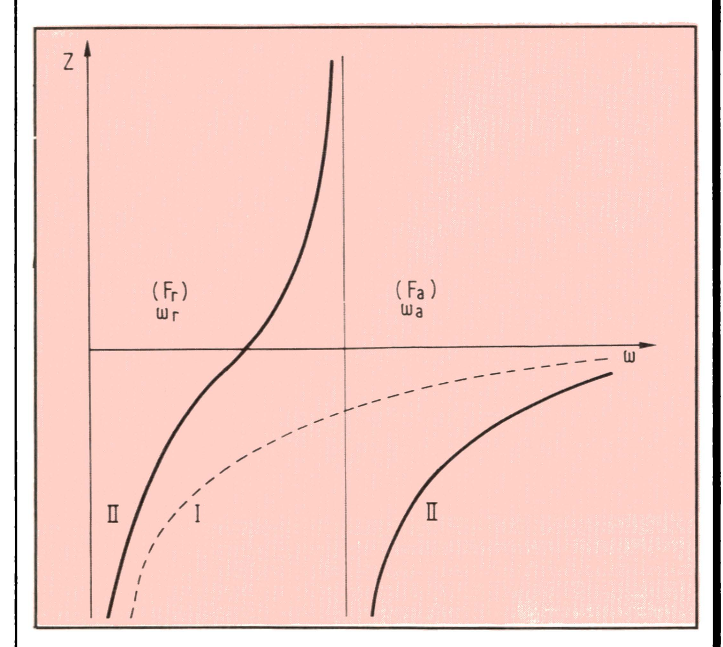


Fig. 12. – Variation, en fonction de la fréquence, de l'impédance d'une capacité (I) et de l'impédance d'un cristal piézo (II).

6. L'impédance équivalente et ses variations

D'après le schéma de la **figure 11**, l'impédance s'écrit :

$$Z = \frac{1 + j R_1 C_1 \omega - L_1 C_1 \omega^2}{(1 + j R_1 C \omega - L_1 C \omega^2) \cdot j\omega (C_1 + \Gamma)}$$

avec :

$$C = \frac{C_1 \cdot \Gamma}{C_1 + \Gamma}$$

On peut écrire Z sous la forme d'un produit de trois termes :

$$Z = T_1 \cdot T_2 \cdot T_3$$

avec :

$$T_1 = 1 + j R_1 C_1 \omega - L_1 C_1 \omega^2$$

qui détermine la pulsation de résonance série $\omega_r = 1/\sqrt{L_1 C_1}$

$$T_2 = \frac{1}{1 + j R_1 C \omega - L_1 C \omega^2}$$

qui détermine la pulsation d'antirésonance :

$$\omega_a = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}} = \sqrt{\frac{C_1 + \Gamma}{L_1 C_1 \Gamma}} = \omega_r \sqrt{1 + \frac{C_1}{\Gamma}}$$

(si C_1 est très petit devant Γ, ω_a est très proche de ω_r).

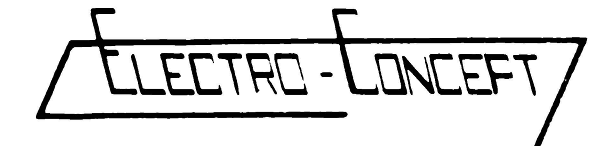
$$T_3 = \frac{1}{j\omega (C_1 + \Gamma)}$$

définissant la résonance de la capacité propre au transducteur.

On voit donc que le schéma équivalent d'un transducteur piézo-électrique est un circuit doublement résonnant dont l'impédance varie en fonction de la fréquence comme le montre la **figure 12**.

Dans notre prochain numéro, la suite de cette étude abordera dans le détail l'utilisation des matériaux piézo-électriques dans les capteurs de grandeurs physiques et dans les filtres. *(A suivre)*

Ch. Ponsot



CONCEPTION ET FABRICATION
DE CABLAGES ELECTRONIQUE

45 personnes sur 1 000 m² couvert à votre service à 60 mn de Paris

Proto classique 48 heures.
Proto métallisé 6 jours.





Fabrication industrielle et professionnelle de tout circuits imprimés simple face, double face, classique et à liaisons par trous métallisés. (Méthode Pattern uniquement)

25, route d'Orléans, 45610 CHAINGY
Tél. : (38) 88.86.67 lignes groupées.
SERVICE-LECTEURS N° 31

« Y'A UNE AUTRE SOLUTION !.. »

Oui : Le 1000 XLE.
Applicateur automatique de colles, solvants, lubrifiants, pâtes, etc.



Le 1000 XLE permet :
- des dépôts uniformes,
- une augmentation de votre productivité,
- une économie en heures et en matière,
- d'éviter les erreurs et le gaspillage.

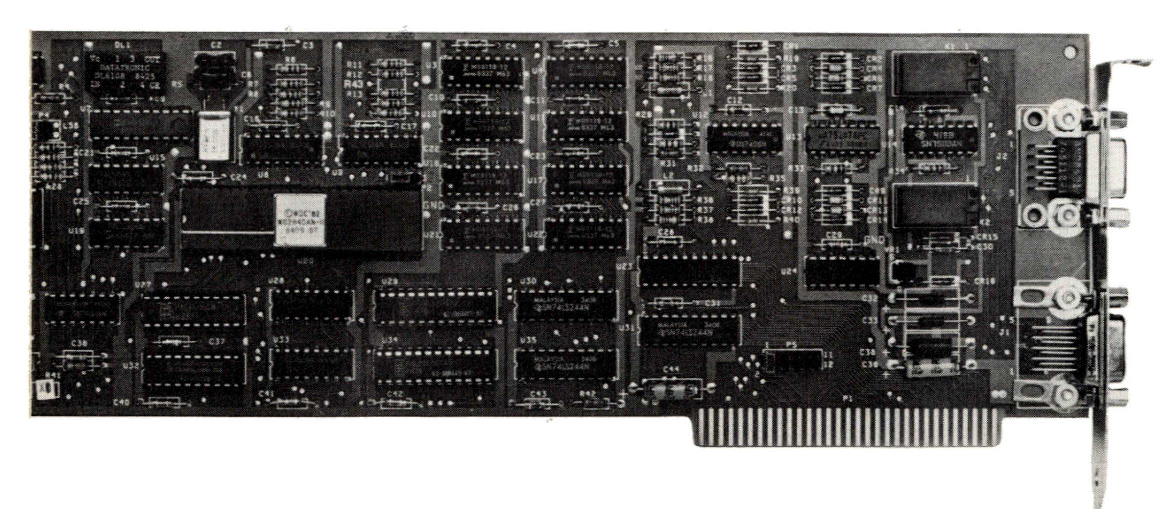
SERVICE-LECTEURS N° 24

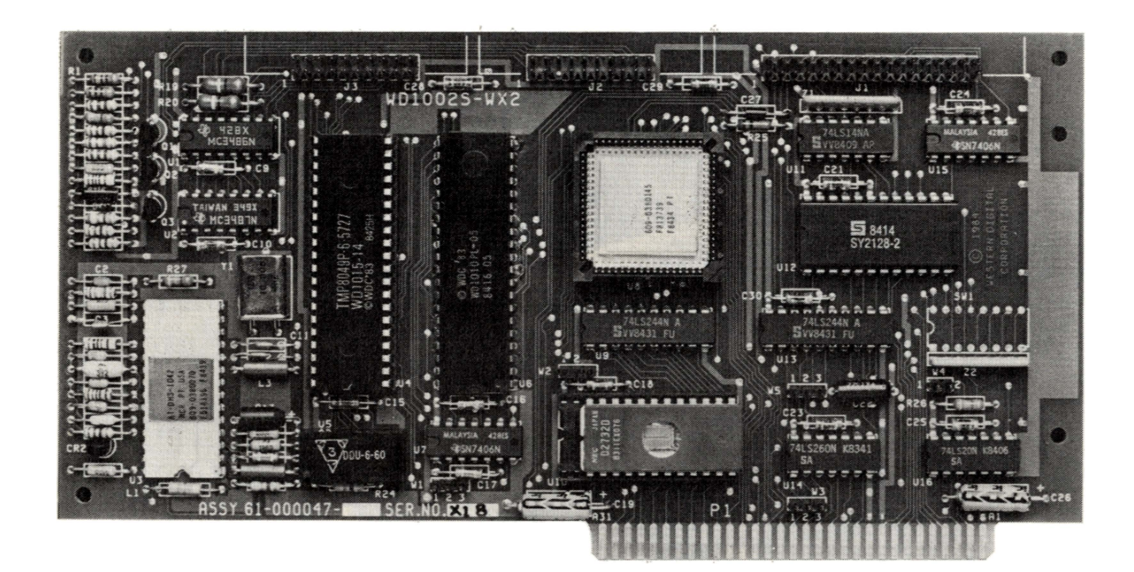
Pour un essai gratuit de 30 jours.
Appelez-nous dès aujourd'hui au :
NUMERO VERT APPEL GRATUIT 16.05.33.11.33
pour tous renseignements et documentation.

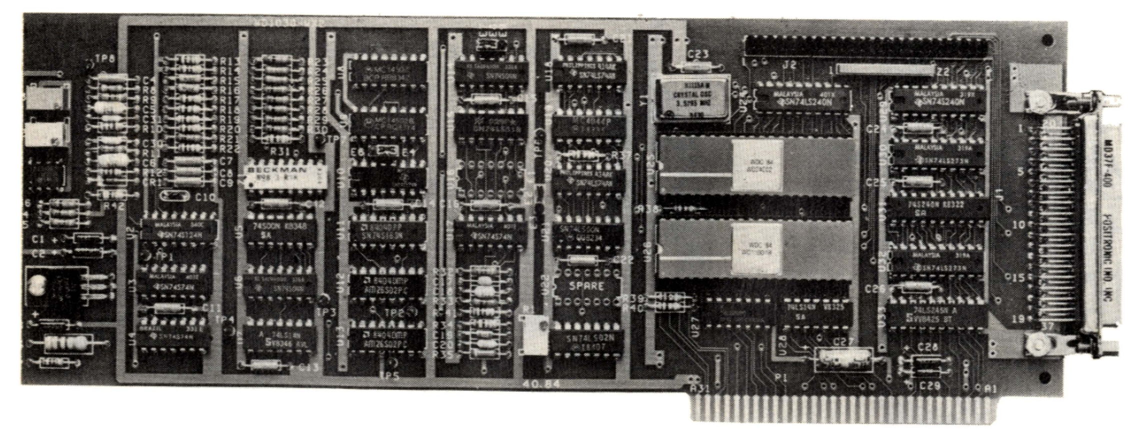


EFD® FRANCE
Augmente la productivité.
62-70 Rue Yvan Tourgueneff
78380 Bougival
Tél. (3) 061.68.69 - Téléfax : (3) 061.67.80

WESTERN DIGITAL: ET MAINTENANT LES CARTES.







**La plupart des constructeurs
micro-ordinateurs et fabrican
OEM font confiance à Wester
Digital et utilisent ses chips
contrôleurs pour piloter les
disques durs ou disques soup
qu'ils intègrent dans leurs
propres produits.**

**Aujourd'hui, Western Digital
présente une série de cartes
intégrant les circuits qui ont f
sa renommée afin de répond
aux nouvelles exigences des
utilisateurs.**

CONTROLEUR D'ACCES AU RESEAU TRANSP

WD 4025
Interfaçage **IBM PC, XT, AT**
Norme CCITT X-25
Livré avec logiciel associé.

CONTROLEUR DISQUE WINCHESTER 5 1/4"

WD 1002S-HD
Interfaçage SASI - ST-506
Format 5,75" x 8"

WD 1002S-AS
Interfaçage SASI - ST-506
Format 5,75" x 8"

WD 1002S-WX2
Interfaçage compatible **IBM PC**
Format 3,85" x 8"
Livré avec logiciel associé

CONTROLEUR STREAMER 1/4

WD 1036S-HD
Interfaçage SASI - QIC 36
Format 5,5" x 8"

WD 1036-WX2
Interfaçage compatible **IBM PC/XT**
QIC 36 Format 3,85" x 13"
Livré avec logiciel associé

**Pour plus de renseignements
appelez notre Service
Informations Téléphoniques (S
(1) 757.31.33 ou écrivez à
Technology Resources
114, rue Marius Aufan,
92300 Levallois-Perret
Télex 610657
Télécopie 757.98.67.**

Domino Ketchum

WESTERN DIGITA

SERVICE-LECTEURS N° 76

LE PILOTAGE INFORMATIQUE TECHNOLOGY RESOURCES SA



Commande numérique d'un convertisseur statique

Jusqu'à ces dernières années, la commande des convertisseurs statiques industriels (ponts de Graëtz, ponts mixtes, onduleurs autonomes...) était généralement réalisée à l'aide de circuits analogiques ou logiques à faible ou moyen degré d'intégration. Les procédures de contrôle et de régulation des différentes grandeurs du convertisseur (courant, tension...) faisaient aussi appel à ce type de technologie.

Mais le développement récent et spectaculaire de la micro-électronique et de la micro-informatique met aujourd'hui à la disposition de l'électrotechnicien des circuits à très haut degré d'intégration dont les possibilités matérielles sont encore accrues par leur facilité de programmation.

Principes généraux

L'utilisation judicieuse de ces nouvelles technologies, mais aussi des concepts qui y sont associés, permet de reconsidérer bon nombre de procédures de commande et de régulation, soit dans un but de simplification, soit au contraire en envisageant des algorithmes sophistiqués, jusqu'alors inaccessibles à la mise en œuvre industrielle.

Le présent article décrit la commande numérique d'un pont réversible à thyristors. La particularité du montage réside dans l'utilisation d'un microprocesseur et d'un de ses circuits d'interface parallèle. Ce matériel minimum associé à des procédures de programmation originales (interruption) permet de générer directement les signaux de commande du convertisseur.

La faisabilité et l'efficacité de cette structure numérique ont été testées pour la commande quatre quadrants d'un moteur à courant continu. Cette application permet notamment de se

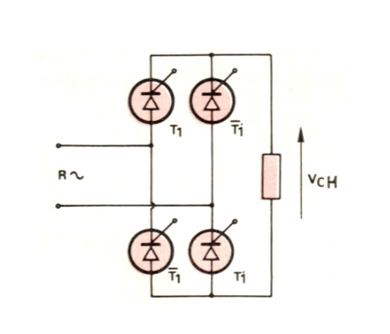


Fig. 1

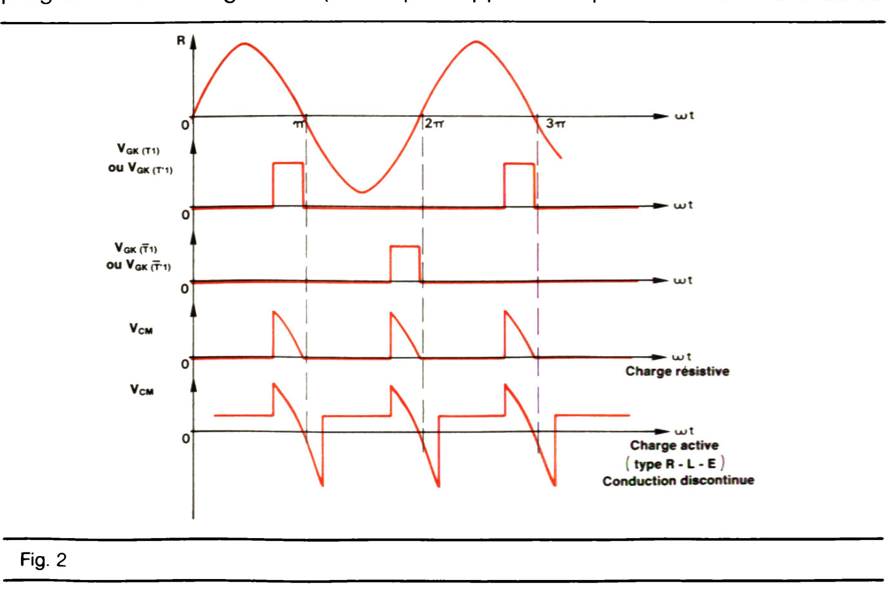


Fig. 2

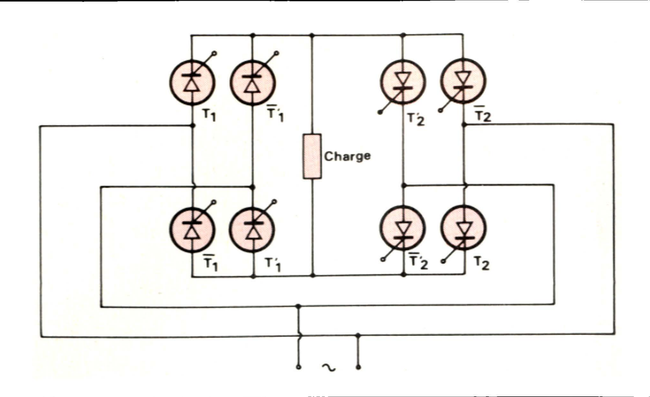


Fig. 3

rendre compte que la présence du microprocesseur peut être utilisée à d'autres fins que le simple contrôle logique. Ainsi, une linéarisation de la loi de tension de sortie du convertisseur a été programmée et ce, pour tous les régimes de fonctionnement (conduction continue ou discontinue).

Structure d'une commande numérique programmable

Fonctionnement d'un pont de Graëtz monophasé

Le fonctionnement de l'ensemble de la **figure 1** nécessite l'obtention de signaux à la fréquence du réseau et déphasés d'un angle θ électrique par rapport au passage par 0 de la tension réseau R.

On remarque que :

– Les thyristors d'une même diagonale reçoivent donc des signaux identiques sur leurs gâchettes.

– Les deux diagonales reçoivent des signaux identiques mais déphasés de 180°.

– L'allure de la tension aux bornes de la charge peut dépendre de celle-ci ou non, selon le régime de fonctionnement du convertisseur **(fig. 2)**.

L'application de la **figure 3** décrit un variateur de vitesse pour marche quatre quadrants d'un moteur à courant continu. Le montage utilise deux ponts de Graëtz montés en anti-parallèle. La charge utilisée est une machine à courant continu de 2 kW.

Structure de la commande numérique

La réalisation d'une telle commande nécessite dans un premier temps :

– Les signaux de commande délivrés par l'interface d'un système à microprocesseur.

– Un oscillateur à fréquence fixe pour générer des trains d'impulsions.

– Un circuit de mise en forme et d'isolement du réseau.

Le microprocesseur devra donc se charger de deux tâches distinctes :

– La gestion des signaux de commande.

– Le traitement numérique des grandeurs de sortie (courant, tension, sécurité...).

Pour satisfaire à cet environnement multitâches, il apparaît naturel de faire fonctionner le microprocesseur en mode « interrompu ». Cette solution présente de nombreux avantages :

– Elimination des boucles d'attente pour la synchronisation au réseau.

– Minimisation du nombre des circuits logiques externes.

– Le programme de gestion des signaux de commande devient « transparent » au programme principal de traitement.

Pour la réalisation, nous avons utilisé un ensemble « AIM 65 » utilisant un microprocesseur « 6502 » et un circuit d'interface parallèle « 6522 » programmable **(fig. 4)**.

Gestion des signaux de commande

Le microprocesseur est interrompu en temps opportun pour le contrôle

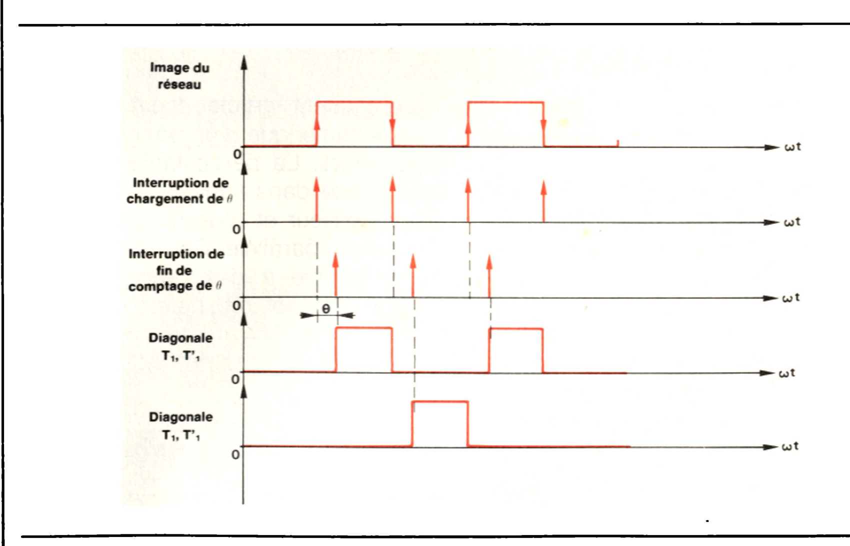


Fig. 5

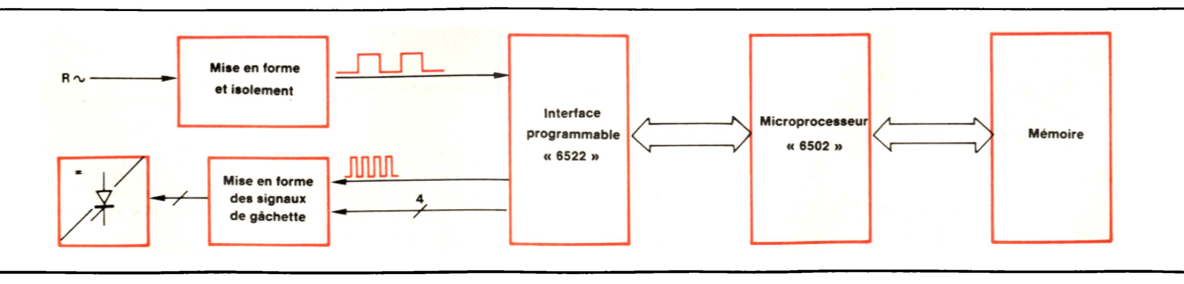


Fig. 4

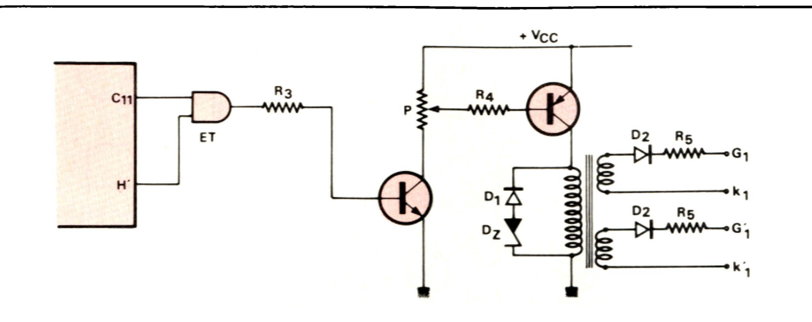


Fig. 6

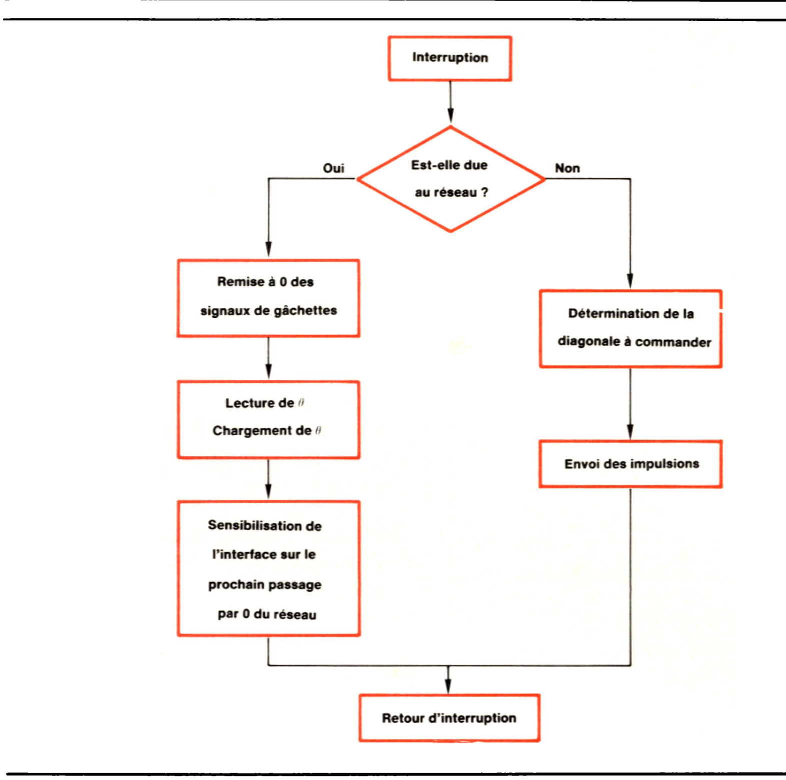


Fig. 7

des signaux de commande. On distingue alors deux types d'interruptions :

– Une interruption due aux flancs du réseau pendant laquelle la grandeur numérique proportionnelle à l'angle électrique θ est chargée dans un compteur 16 bits dont l'horloge interne est de 1 MHz, les signaux de commande de gâchettes étant à ce moment remis à 0.

– Une interruption due à la fin de comptage de l'angle θ électrique à l'issue de laquelle la diagonale adéquate du pont sélectionné sera validée **(fig. 5)**.

Les multiples possibilités du circuit d'interface « 6522 » ont permis d'intégrer les fonctions suivantes :

– Elaboration de l'angle d'amorçage à l'aide d'un compteur interne 16 bits programmé pour interrompre le microprocesseur en fin de comptage.

– Génération d'un signal haute fréquence (20 kHz) à l'aide d'un deuxième compteur interne programmé en mode course libre.

– Prise en compte des instants de passage par 0 du signal secteur.

– Génération sur le port B de sortie de trains d'impulsions qui seront, après mise en forme, les signaux de commande des composants.

Mise en forme et isolement

En vue d'obtenir des « trains » d'impulsions, les signaux issus de l'interface programmable sont combinés (ET logique) avec le signal issu d'un oscillateur H' délivré par le compteur T_1 programmé en course libre.

Des amplificateurs permettent de fournir l'énergie nécessaire aux gâchettes des thyristors. Des transformateurs d'impulsions assurent l'isolement commande/puissance.

La **figure 6** montre la réalisation de cette commande pour une diagonale du pont.

Organigramme du programme d'interruption

Cet organigramme est donné en totalité par la **figure 7**.

Contrôle de la tension de sortie du pont redresseur

Il s'effectue à l'aide du programme de la **figure 8**.

Fig. 8

La dernière instruction de ce programme rend le contrôle au moniteur résident et permet à tout instant à l'opérateur de modifier la mémoire contenant l'angle θ.

Application à une machine à courant continu

Cette application concerne la linéarisation du gain statique d'un ensemble convertisseur-machine à courant continu **(fig. 9 et 10)**.

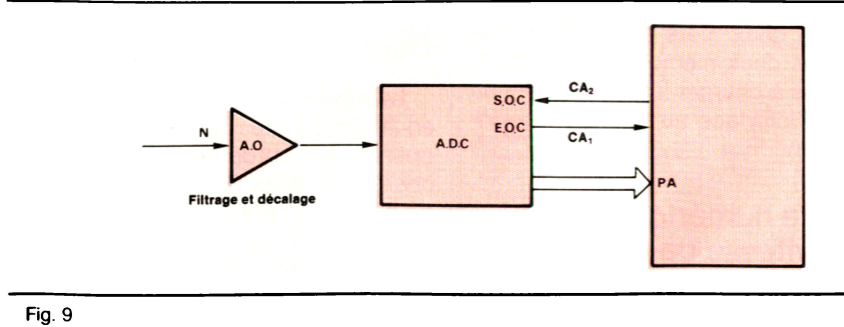


Fig. 9

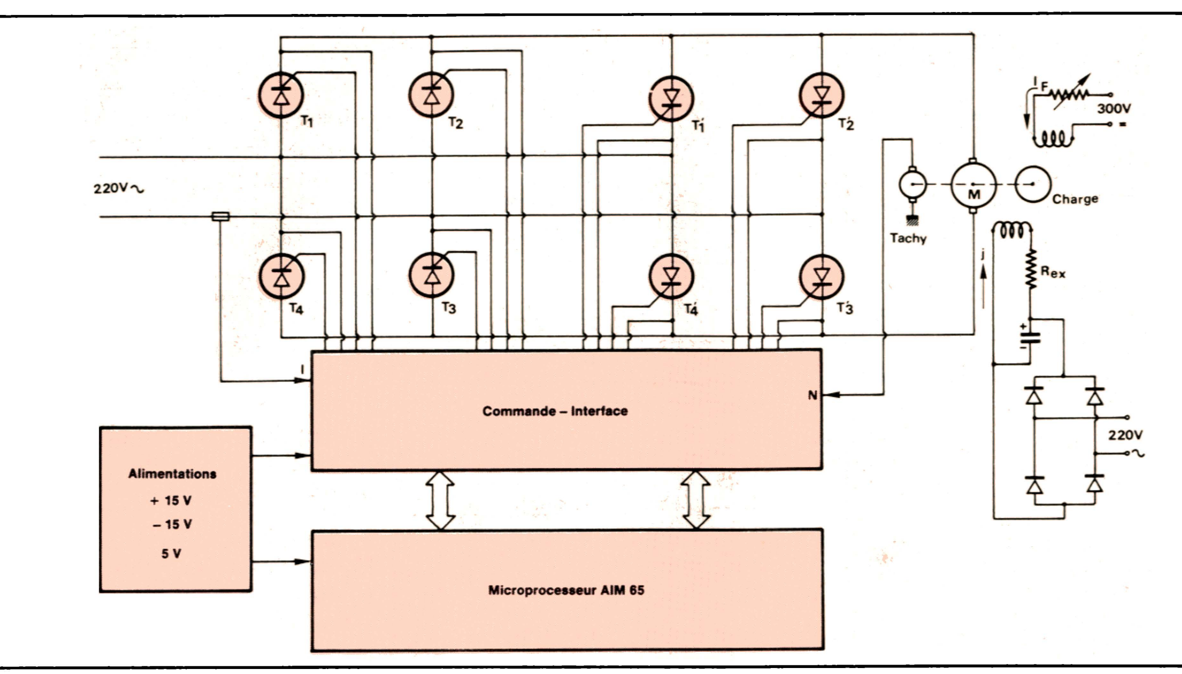


Fig. 10

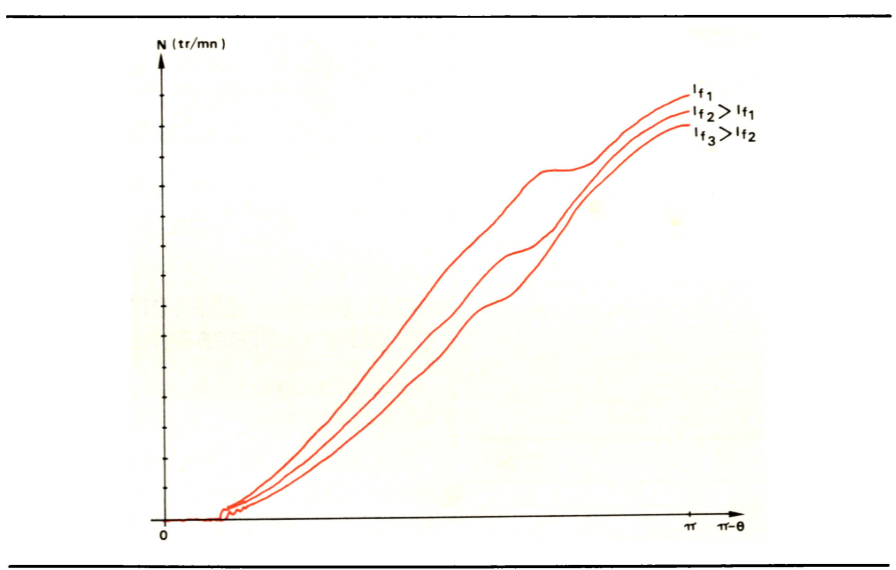


Fig. 11

La **figure 10** décrit l'ensemble étudié. La charge de la machine est un frein de Foucault dont le couple résistant est de la forme $C_R = KI_f \Omega$, l'opérateur contrôle le courant I_f.

Une génératrice tachymétrique fournit une tension proportionnelle à la vitesse de rotation de la machine. L'angle d'amorçage θ est généré à partir de deux mots de 8 bits contenus dans deux mémoires tampons et destinées à charger le compteur T_2 du circuit d'interface au moment de l'interruption.

Mesure numérique de la vitesse de la machine

La mesure de la vitesse est effectuée à l'aide d'un convertisseur analogique-numérique sur 8 bits de type ADC 0804. Le système a été réglé pour mesurer la vitesse dans une plage s'étendant de $-N_{max}$ à $+N_{max}$ (N_m = 1 500 tours/mn) ; le convertisseur analogique-numérique fournit au microprocesseur une grandeur comprise entre OO_H pour $-N_{max}$ et FF_H pour $+N_{max}$ **(fig. 9)**.

Caractéristiques statiques

La **figure 11** représente la vitesse N en fonction de l'angle d'amorçage pour un réseau de caractéristiques de charge données (I_f = constante). On peut noter la forte non-linéarité de ces courbes. On observe par ailleurs un point d'inflexion dû au passage du régime de conduction discontinue au régime de conduction continue du courant dans la machine.

Cette non-linéarité a pour origine le convertisseur statique, tous les autres éléments se présentant comme des systèmes linéaires.

Afin d'utiliser au mieux le convertisseur statique dans une boucle d'asservissement (commande de vitesse de la machine, régulation de courant), il est intéressant de linéariser son propre « gain statique ».

Nota : le système numérique de mesure de la vitesse de la machine permet de détecter un incrément de vitesse de 1 500/128 tours/mn, soit 0,78 % de la pleine échelle.

D'un point de vue logiciel, l'algorithme de la **figure 12** traite de la mesure de la vitesse.

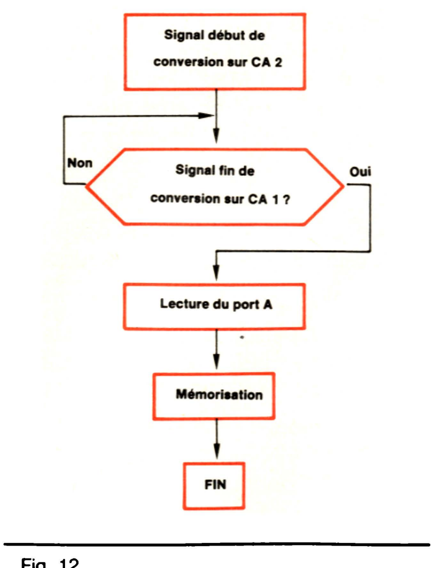


Fig. 12

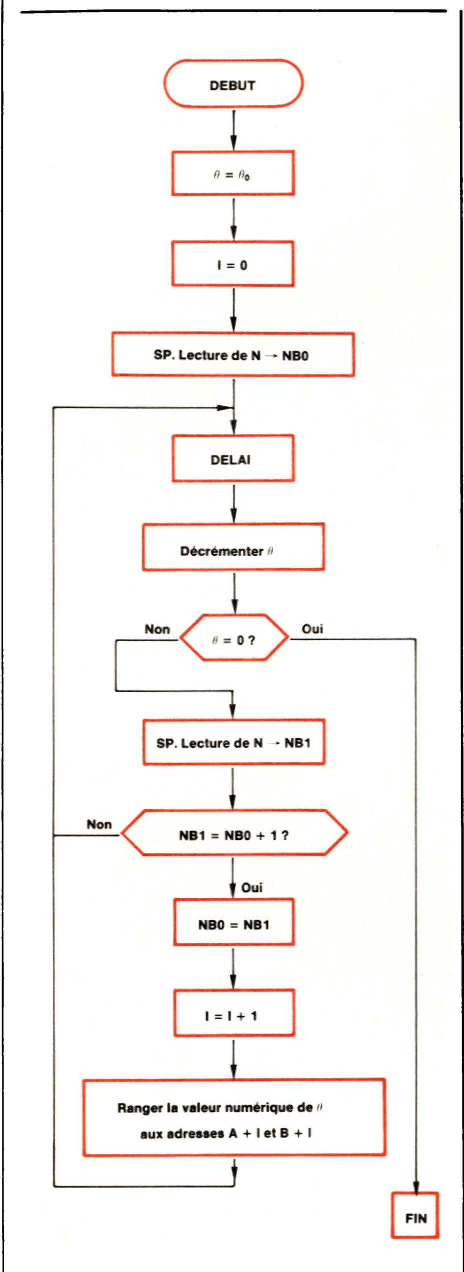


Fig. 13

Méthode de linéarisation

Dans un premier temps, cette méthode consiste à générer une table de valeurs de θ contenue dans les mémoires d'adresse A, A + 1, ...A + I, ... B, B + 1, ... B + I, ...

En effet, une valeur numérique de θ occupe deux mémoires de 8 bits d'adresses A + I et B + I destinées à charger le compteur T_2 de 16 bits au moment de l'interruption.

Deux valeurs successives de cette table doivent conduire à la détection d'un incrément de vitesse en sortie du convertisseur analogique-numérique.

L'algorithme de la **figure 13** permet de générer la table des valeurs de θ.

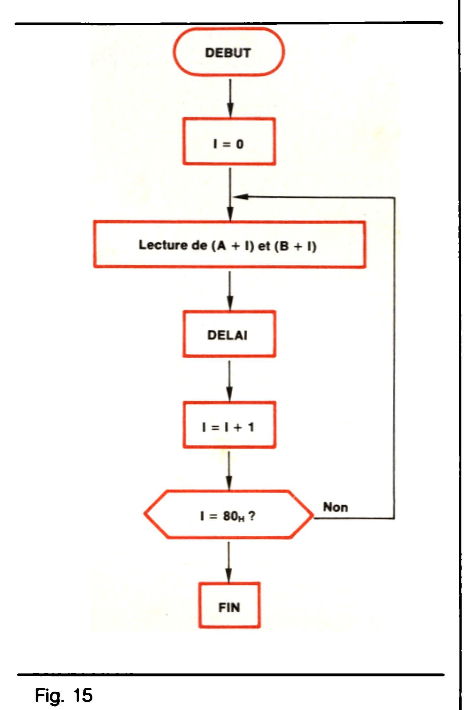


Fig. 15

Cette table est indépendante du sens de rotation de la machine. On appellera θ la valeur numérique de θ rangée aux adresses A + 0 et B + 0 telle que la vitesse de la machine soit nulle.

Ainsi, à une variation quelconque θ_I de l'indice, correspond la même variation θ_{NB} de la vitesse. La nouvelle grandeur de commande e_C de l'ensemble est donc égale à l'indice I **(fig. 14)**.

La relecture de cette table s'effectue suivant l'organigramme de la **figure 15.**

Le programme d'interruption, transparent au programme principal, prend à son compte le chargement du compteur T_2.

La courbe de la **figure 16** montre les variations de la vitesse de la machine en fonction de la grandeur de commande e_C pour différentes valeurs du courant dans le frein de Foucault.

Y. Di Pace
et
P. Fouillat
Laboratoire d'Electronique Industrielle
de l'Ecole Mohammedia d'Ingénieurs
RABAT (Maroc).

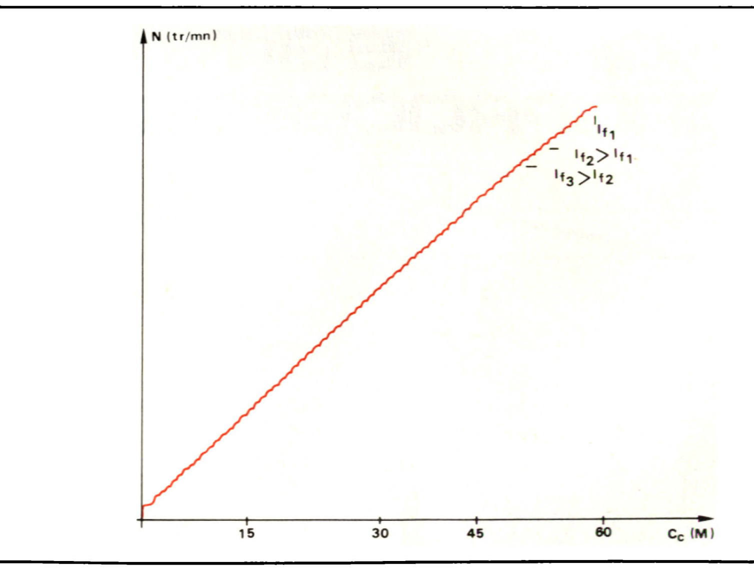


Fig. 16

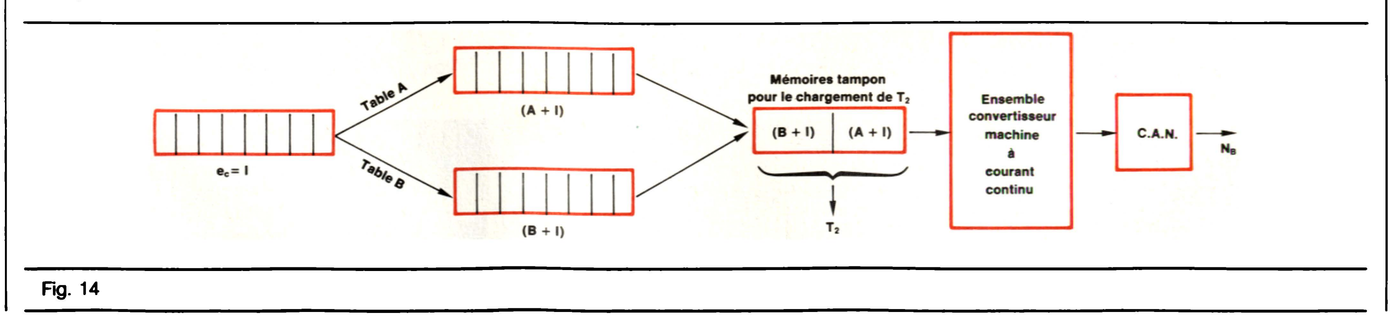
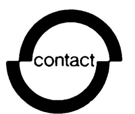


Fig. 14

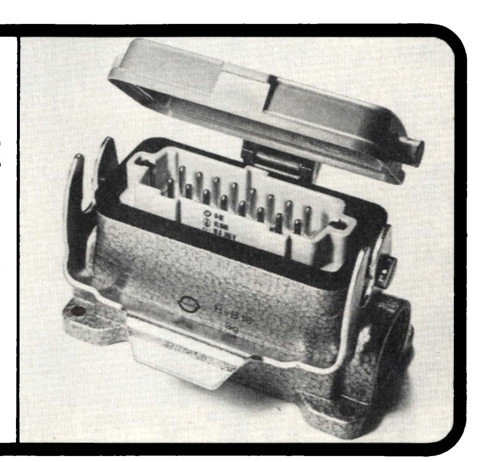


CONNECTEURS ET SUPPORTS DE C.I.

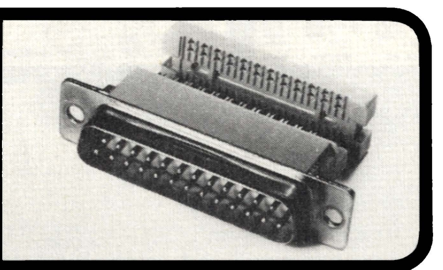


PUISSANCE

Série industrielle
pour service intensif

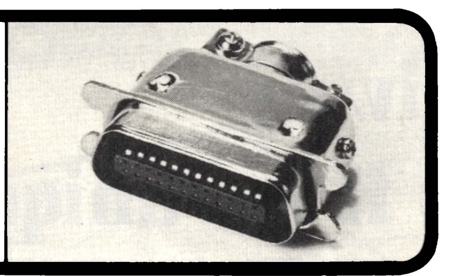


SUB-MINIATURE
HE-501



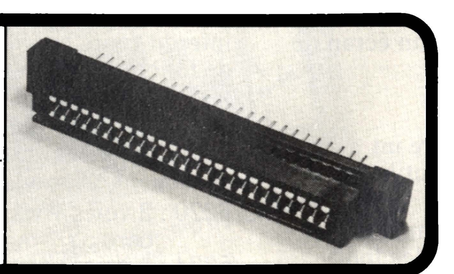
DIN 41612
Normes
européennes

RIBBON
Informatique



CABLES PLATS
HE-10

ENCARTABLE
HE-9



SUPPORTS POUR C.I.
Contacts
double lyre,
tulipes et à
insertion nulle

LA CONNECTIQUE DE A à Z



20-22, place de Villiers - 93107 Montreuil Cedex
Tél. : (1) 858.90.09 – Télex : 210 394

birdpub 892

SERVICE-LECTEURS N° 4

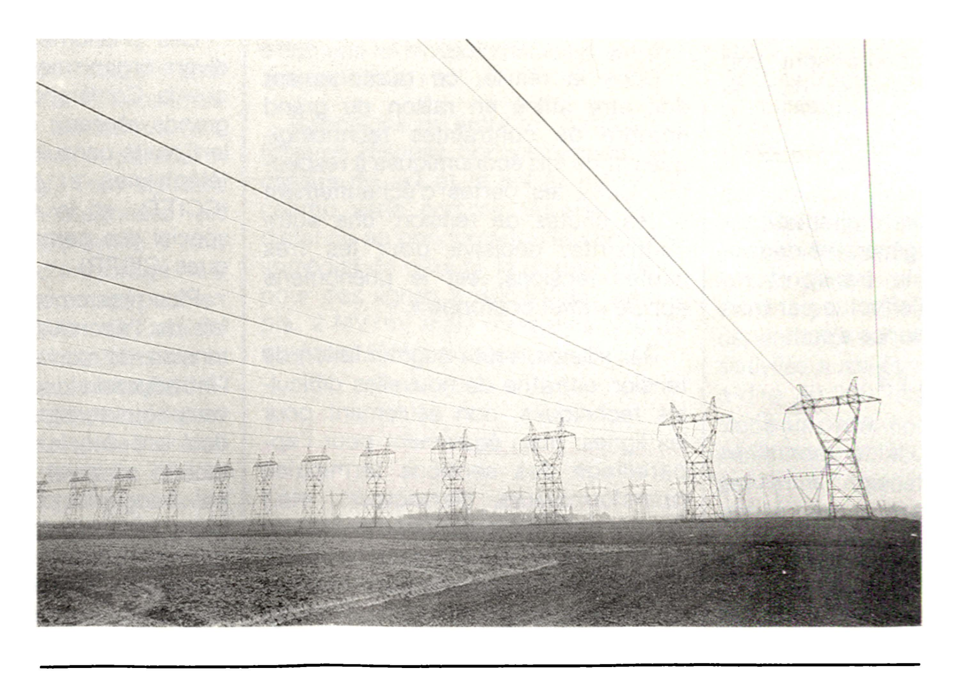


Haute tension et santé

Le courant électrique est une source d'énergie d'importance primordiale pour le développement industriel et pour assurer le bien-être des individus. Devant l'augmentation de la consommation en énergie électrique, qui double tous les dix ans, il a été nécessaire de mettre en place des lignes de transport dont la tension a augmenté au cours des années (225 kV en 1935, 400 kV en 1956).

L'importance du réseau de transport qui, en France, est passé d'une longueur de 4 900 km en 1948 à 37 600 km en 1983 (225 kV et 400 kV) pose le problème de savoir si de telles installations peuvent être une source de danger pour l'environnement. Il faut savoir qu'une ligne à 400 kV qui traverse une région crée au niveau du sol un champ électrique de l'ordre de 4 à 5 kV/m.

Le Comité des études médicales d'Electricité de France, dont le directeur est le docteur J. Cabanes, vient d'éditer un document destiné au corps médical et qui répond à cette préoccupation. Cette étude complète celles publiées dans les numéros 7, 28 et 29 d'*Electronique Applications.*



Un paysage impressionnant !

Le transport de l'énergie électrique

En préalable à cette étude, il est intéressant d'évoquer brièvement l'évolution du transport de l'énergie électrique en France. D'un simple transport d'un point à un autre, on est rapidement parvenu à la notion de « réseau », c'est-à-dire de lignes de transport à très haute tension qui transportent massivement l'énergie électrique depuis les centrales productrices jusqu'aux zones de consommation. Une cascade de transformateurs permet de fournir à l'abonné un courant de basse tension.

La puissance électrique demandée en France est de l'ordre de 1 kW par habitant en moyenne. Une ligne de 20 kV est capable d'alimenter un bourg d'un millier d'habitants, ou deux ou trois villages. Une ligne à 220 kV est juste suffisante pour alimenter une grande ville ou un département rural ; une ligne à 400 kV peut desservir une métropole de province. Mais des villes telles que Lyon, Lille et sa région demandent plusieurs lignes à 400 kV. Quant à l'alimentation électrique de la région parisienne, elle exige à elle seule une quinzaine de lignes à 400 kV.

Pourquoi de très hautes tensions ?

La puissance électrique comporte deux composantes, la tension U et le courant I ; elle s'exprime, à un facteur près, par le produit de ces deux composantes. Ces grandeurs sont soit continues, soit alternatives ; dans le second cas, la fréquence retenue pour les réseaux est de 50 ou 60 Hz, selon les pays.

En système à courant alternatif triphasé, actuellement généralisé dans le monde entier, où le transport de l'énergie électrique s'effectue par trois conducteurs, la puissance s'écrit :

$$P = UI\sqrt{3}$$

Le facteur $\sqrt{3}$ doit être introduit pour tenir compte de la répartition particulière de la tension entre les trois conducteurs (les trois « phases »).

La résistance électrique des conducteurs d'une ligne se traduit par une chute de tension le long de celle-ci (loi d'*Ohm*) et par une dissipation d'énergie entraînant leur échauffement (effet *Joule*). Ces phénomènes limitent la densité de courant tolérable dans les conducteurs : celle-ci est de l'ordre de 5 A/mm² dans une ligne de quelques mm² de section, et tombe à 0,3-0,5 A/mm² pour les câbles de grosse section. A puissance et tension données, ces valeurs imposent donc la section de conducteur nécessaire.

Ainsi, pour transmettre en triphasé une puissance de 18 kW (abonnement domestique de grand confort) sous 380 V, il faut un courant de 30 A, soit avec une densité de courant de 3 A/mm², une section de ligne de 10 mm².

En revanche, si l'on voulait transporter sous la même tension de 380 V la puissance de 1 000 MW d'une centrale thermique, le courant correspondant serait de 1,5 million d'ampères et, avec une densité de 0,3 A/mm², il faudrait un conducteur cylindrique plein de 2,5 mètres de diamètre !

Le problème du transport des puissances élevées a trouvé sa solution avec l'emploi du courant alternatif, grâce aux transformateurs. En élevant la tension par un facteur *n*, on abaisse le courant dans le même rapport, et la section de conducteur nécessaire est plus faible.

Reprenons notre exemple, en élevant la tension d'un facteur 1 000 ; la tension atteint alors 380 kV, mais le courant, réduit à 1 500 A, ne nécessite plus qu'une section de 2 000 mm², aisément réalisable, par exemple avec une ligne aérienne dont chaque phase comporte trois conducteurs de 3,1 cm de diamètre chacun.

Dans la réalité, ce raisonnement doit être affiné en raison du grand nombre de contraintes technologiques et de lois économiques à respecter. Outre les pertes d'échauffement et les chutes de tension, une autre contrainte, décisive pour les très hautes tensions, est le phénomène appelé « effet couronne ».

Par ailleurs, toute augmentation de tension entraîne de nouvelles difficultés techniques, non seulement pour les lignes, mais également pour l'appareillage des sections terminales (transformateurs, disjoncteurs, etc.) dont le coût est considérable. Notons à ce propos qu'un transformateur 400 kV coûte le prix de 50 kilomètres de lignes pouvant transporter la même puissance et augmente rapidement avec la tension, à puissance donnée.

Les perturbations dues aux lignes

Une ligne aérienne de transport d'énergie électrique en fonctionnement modifie à son voisinage les conditions électromagnétiques naturelles.

La présence à proximité des lignes d'installations très diverses telles que : industries de toutes natures, circuits de télécommunications, canalisations de transport de fluides, etc., a conduit depuis longtemps à examiner dans quelle mesure les modifications de l'état électromagnétique étaient susceptibles de constituer une entrave au bon fonctionnement de ces installations, et à étudier les dispositions permettant d'assurer, suivant les cas, la « compatibilité électromagnétique ». Les conditions actuelles du développement industriel justifient l'attention toute particulière qui est aujourd'hui portée à ces problèmes, notamment au sein d'organismes spécialisés de caractère national ou international.

Parallèlement, le passage de plus en plus fréquent des lignes dans des zones fréquentées a déterminé l'étude approfondie des effets qui pouvaient être une source de gêne pour les personnes : ceux résultant de l'induction électrostatique ou électromagnétique sur les structures métalliques isolées du sol et, pour les tensions les plus élevées, ceux résultant de l'effet couronne, perturbations radioélectriques et bruit acoustique. Tous ces effets, ainsi que les moyens permettant de les rendre négligeables ou supportables, ont fait l'objet de très nombreuses études.

Ces phénomènes sont traités par divers organismes internationaux, tels que la Conférence internationale des grands réseaux électriques (CIGRE), le Comité consultatif international des téléphones et télécommunications (CCITT), et le Comité international spécial des perturbations radioélectriques (CISPR)...

Plus récemment, et notamment du fait de l'accroissement général de la tension de service des lignes et de l'introduction des techniques de travaux sous tension, certaines inquiétudes ont été exprimées de par le monde au sujet des éventuels effets physiologiques des champs électriques (et magnétiques) à basse fréquence régnant à proximité des ouvrages. De semblables inquiétudes se manifestent parfois à propos de l'ozone et des ions produits par l'effet couronne sur les lignes à très haute tension.



Le champ électrique : c'est aussi un phénomène naturel

Il y a présence d'un champ dans un domaine de l'espace lorsque, dans ce domaine, peuvent se manifester des forces : ainsi en est-il du champ de gravitation, du champ électrique, du champ magnétique... La nature du champ électrique peut être clarifiée en s'appuyant sur la très grande analogie qui existe entre le champ de gravitation, beaucoup plus connu du grand public, et le champ électrostatique (seul champ électrique qui nous intéresse ici). Les deux « espèces » de champ sont en effet des champs newtoniens, qui se caractérisent par les deux propriétés fondamentales suivantes :

- ils sont tous deux engendrés par des entités au repos : masses inertielles dans le cas du champ de gravitation, charges électriques dans le cas du champ électrique ;
- ils varient tous deux en raison inverse du carré de la distance à la masse ou à la charge, supposée ponctuelle, qui leur donne naissance.

Il existe un champ électrique naturel à la surface du globe terrestre ; il est créé par des charges électriques contenues dans l'ionosphère, et varie de 100 à 150 V/m par beau temps. Mais au-dessous d'un nuage orageux, qui contient de grandes quantités de charges électriques, le champ peut atteindre 15 à 20 kV/m. Cette intensité de champ est d'ailleurs le critère annonçant la chute de la foudre.

Lorsque l'on dispose sur un plan conducteur une aspérité, l'intensité du champ électrique est localement renforcée autour de celle-ci, et particulièrement à son sommet. Tout alpiniste sait qu'une crête montagneuse est dangereuse et doit être évitée à tout prix à l'approche d'un orage. Le champ local dans ces zones peut en effet dépasser 100 kV/m. On assiste alors à diverses manifestations de la présence de ce champ, telles que crépitements et décharges électriques aux pointes des piolets, des crêtes rocheuses ; ce phénomène est le même que celui qu'ont observé les marins de toutes les époques au sommet des mâts des bateaux, et qui est connu sous le nom de feu Saint-Elme. C'est une ionisation locale de l'air, rigoureusement identique à l'effet couronne à la surface des conducteurs à haute tension.

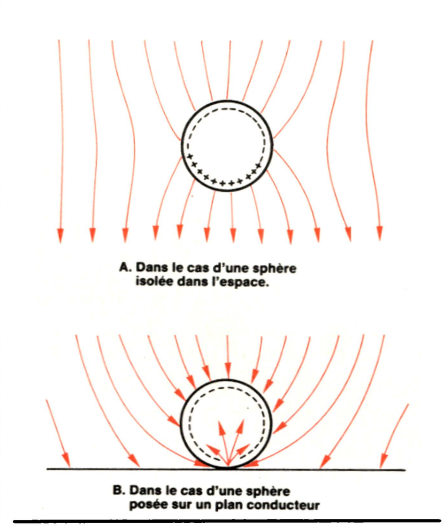


Fig. 1. – Déformation des lignes de force d'un champ au voisinage d'une sphère conductrice et migration des charges à l'intérieur.

Parallèlement, sous l'action des forces répulsives dues aux charges électriques portées par les cheveux des personnes se trouvant dans ces champs intenses, ceux-ci se redressent et forment autour de la tête une véritable « pelote d'épingles ».

Le champ électrique est représenté graphiquement par des « lignes de force » qui indiquent en tout point de l'espace la direction de la force qui serait appliquée à une charge électrique, si celle-ci était placée en ce point.

Alors que les champs électriques naturels sont permanents ou très lentement variables, les champs engendrés par des objets électrotechniques sont alternatifs, puisque liés à une tension alternative ; ce qui signifie que le champ varie en fonction du temps, selon une loi sinusoïdale, avec une fréquence de 50 Hz.

Rappelons qu'entre un conducteur filiforme disposé horizontalement audessus du sol et le sol lui-même, le champ varie comme l'inverse de la distance au conducteur. Au voisinage immédiat de celui-ci, le champ atteint, pour des lignes à 400 kV par exemple, 2 MV/m, mais n'est plus que de quelques kV/m au voisinage du sol.

Tout corps plongé dans un champ...

Un corps conducteur plongé dans un champ électrique déforme les lignes de force de ce champ, et le champ induit une migration de charges à la superficie de ce corps conducteur, qui vient équilibrer les forces électrostatiques de ce champ **(fig. 1)**. Un homme ayant une taille de 1,70 m, pénétrant dans une zone où règne un champ de 5 kV, serait soumis, entre la tête et les pieds, à une tension de 1,7 × 5 kV/m = 8,5 kV. Ce raisonnement ne résiste pas à l'analyse car le corps, étant conducteur, se trouve à l'état équipotentiel, le potentiel zéro des pieds étant entièrement reporté jusqu'à la tête. Il est tout aussi faux d'imaginer un organisme vivant « traversé » par le champ électrique. Qu'en est-il en réalité ?

L'électrostatique enseigne que, lorsqu'un objet conducteur, quel qu'il soit, est plongé dans un champ électrique, celui-ci provoque un déplacement des charges électriques qui viennent se déposer à la surface de cet objet. Ce phénomène, reconnu dès les débuts de l'électricité, est appelé « effet d'influence » **(fig. 2)**.

Pendant la durée de pénétration de l'objet dans la zone de champ, les charges superficielles se mettent progressivement en place, cette mise en place se traduisant par un courant électrique à travers l'objet considéré.

Mais à champ constant ou au repos, tout passage du courant cesse, et l'état d'équilibre est alors tel que le *champ électrique à l'intérieur de l'objet* est nul : c'est le principe fondamental de la cage de *Faraday.*

Lorsque le champ appliqué est alternatif, le changement périodique de son sens entraînera, dans cet objet, un va-et-vient des charges, puisque à chaque alternance les charges négatives prendront la place des charges positives et réciproquement. Ce va-et-vient se traduit par un courant alternatif à l'intérieur de l'objet. Il est très important de noter que ce courant ne *dépend que de la forme de l'objet considéré et de l'intensité du champ appliqué,* mais est, dans de très larges limites, indépendant de la résistivité interne, c'est-à-dire de la nature du conducteur. Ainsi, à 50 Hz, cette indépendance se vérifie jusqu'à des résistivités aussi fortes que 10^6 Ω, c'est-à-dire 30 000 fois supérieurs à celle de l'eau potable, 1 million de fois supérieures à celle du plasma physiologique.

Le champ à l'intérieur de l'objet sera pratiquement nul puisqu'il ne peut résulter que de la différence de potentiel créée par le passage du courant induit ; ce champ se chiffre alors en termes de millivolts par mètre, alors qu'en l'absence de l'objet

conducteur il pouvait se chiffrer en termes de kilovolts par mètre.

Une manière différente de décrire les phénomènes en jeu consiste à représenter la ligne et l'objet comme les deux armatures d'un condensateur. Vu ainsi, le courant d'influence apparaît immédiatement assimilable au courant capacitif de ce condensateur.

En ce qui concerne la gêne vis-à-vis des personnes, on doit considérer trois cas, suivant que l'individu est simplement placé dans un champ ambiant, qu'il touche un objet conducteur mis à la terre, ou qu'il touche un objet conducteur, lui-même soumis au champ électrique mais isolé du sol.

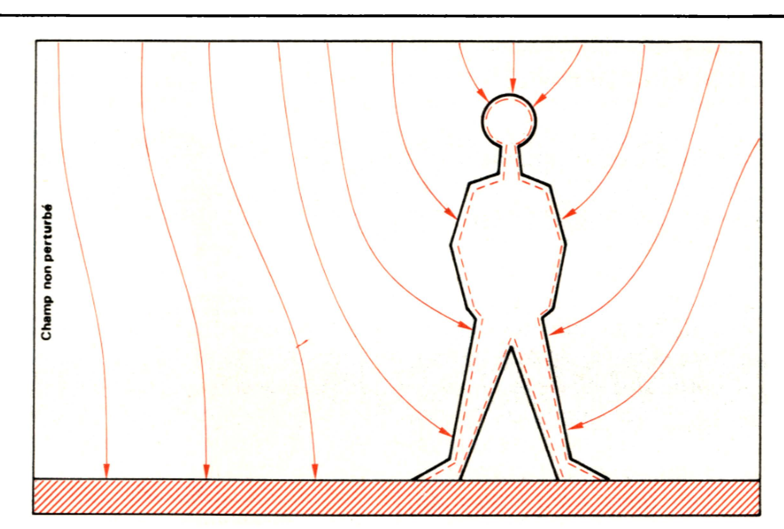


Fig. 2. – Déformation des lignes de champ autour d'un corps humain et courant d'influence dans le corps.

Personne placée dans un champ ambiant

On suppose la personne debout, sur un sol plan. Calculs et mesures montrent que, dans ces conditions, le courant d'influence pénétrant par les pieds est de l'ordre de 15 μA par kV/m, et que le courant pénétrant dans la tête en passant par le cou est de l'ordre de 5 μA par kV/m. Ainsi, sous une ligne à 400 kV, ces courants seraient respectivement de l'ordre de 80 μA et de 25 μA.

En partant de la représentation capacitive du phénomène en jeu, on peut voir que ces courants correspondent à un « couplage » de l'ordre de 1 à 2 pF, capacité bien inférieure à celle des condensateurs couramment utilisés en radioélectricité.

De tels courants ne sont pas décelables par l'homme, puisqu'ils sont plus de dix fois inférieurs au courant du seuil de perception, qui est de l'ordre du milliampère pour un trajet de main à main. Les électropathologistes définissent plusieurs seuils d'action du courant électrique :

– le seuil de perception : environ 1 mA (pour un trajet main-main du courant) ;

– le seuil de tétanisation : 6 à 10 mA (pour un trajet main-main du courant) ;

– le seuil de fibrillation cardiaque : $\geqslant$ 50 mA (pour un trajet main-pied du courant).

Une situation semblable, bien qu'avec une disposition géométrique différente et des intensités de champ notablement plus élevées, est celle dans laquelle se trouve le personnel effectuant des travaux sous tension.

• Personne touchant une structure métallique mise à la terre

Si la personne considérée est très mal isolée du sol (chaussures de cuir ou espadrilles), le corps est tout entier au potentiel zéro du sol, et le contact avec la structure ne produit aucun effet. Si la personne est isolée du sol (bottes de caoutchouc, tabouret isolant...), le courant de charge passera préférentiellement par les points de contact de moindre résistance, c'est-à-dire par la partie du corps en contact direct avec la structure à la masse. Mais ce courant restera du même ordre de grandeur que dans le premier cas.

• Personne touchant une structure métallique isolée du sol

Lorsqu'une personne mise à la terre touche une structure conductrice elle-même isolée du sol, elle est parcourue par le courant de charge de cette structure. C'est le cas, par exemple, d'une personne touchant un véhicule automobile isolé du sol par ses pneumatiques et stationné sous une ligne à THT.

Le calcul, contrôlé par l'expérience, a montré que, dans la situation la plus défavorable, le courant de charge est de l'ordre de 0,05 mA par kV/m pour un véhicule de tourisme et de 0,25 mA par kV/m pour un camion de 2 tonnes.

Si on remarque par ailleurs que le seuil de danger est de l'ordre de 30 mA, on voit que, dans le cas d'un contact avec un véhicule stationné au voisinage immédiat d'une ligne aérienne, ce seuil est loin d'être atteint à la tension de 750 kV. Le seul effet est une sensation désagréable de picotement dans la main qui agrippe le véhicule. Il est évident que la mise à la terre du véhicule fait disparaître cet effet.

En revanche, pour des structures métalliques très volumineuses, par exemple un toit métallique isolé du sol, l'intensité du courant peut atteindre quelques dizaines de milliampères.

La mise à la terre permanente des masses conductrices volumineuses placées au voisinage immédiat d'une ligne aérienne à THT constitue par conséquent une précaution nécessaire.

Régime de charges et de décharges transitoires

La situation est toute différente des situations précédemment analysées si le contact entre deux objets est imparfait. Généralement, l'un d'eux est isolé et se trouve porté à un potentiel « flottant », le second est mis à la terre ou connecté électriquement à une structure sous tension. Lorsque les deux objets se rapprochent l'un de l'autre, il arrive un moment, juste avant le contact franc, où la différence de potentiel existant entre les deux est suffisante pour provoquer une petite étincelle. L'objet isolé se décharge (ou se charge) alors brusquement à travers l'objet qui est à potentiel fixe, et il en résulte un régime transitoire pendant lequel le courant atteint des intensités considérablement plus élevées qu'en régime permanent.

– Effet des décharges transitoires sur les personnes

Dans ces différents cas, la décharge transitoire est ressentie de



façon déplaisante ; c'est un type de régime où la densité de courant au point d'impact de l'étincelle peut être considérable (> 10 A au mm²) ; en revanche, la durée de ce courant n'excède pas la microseconde.

S'il existe maintenant des données assez précises sur les effets de courants passant à travers un organisme vivant pendant des durées supérieures à quelques millisecondes, il n'existe en revanche que très peu d'informations sur l'effet du passage d'impulsions de brève durée, telles que les impulsions de décharge de petites capacités. Des recherches en ce sens ont été effectuées au Canada en 1976, dans les conditions suivantes : un certain nombre de volontaires ont été soumis à des décharges de condensateurs de 200 pF, 1 200 pF et 6 000 pF, soit par la pointe d'une aiguille en contact avec l'extrémité d'un doigt, soit par contact avec une barrette de cuivre, tenue entre les doigts ou à pleine main. Ils devaient ensuite classer les sensations reçues en « perceptibles légères - acceptables - fortes ». On constate que le niveau moyen, classé sous « acceptable », est d'environ 3 μC, un peu plus faible dans le cas du contact avec une aiguille, un peu plus élevé dans le cas d'une barrette serrée dans la main.

Comme les tensions nécessaires pour stocker 3 μC sont de 15 000 V pour 200 pF, 2 500 V pour 1 200 pF, 500 V pour 6 000 pF, les expériences décrites ci-dessus reflètent assez bien les conditions de décharge respectivement : d'une personne ayant marché sur une moquette ; d'une personne subissant la décharge d'une voiture bien isolée ; ou d'une personne subissant la décharge d'un très gros objet peu isolé.

– Inflammation de mélanges air-vapeurs hydrocarburées

Bien qu'aucun accident dû à ce type de phénomène ne se soit jamais produit, plusieurs auteurs ont signalé le risque d'inflammation de vapeurs d'essence dans des stations-service, lors du remplissage d'un réservoir, si celles-ci sont situées à proximité immédiate d'une ligne. Lorsque le contact entre l'embout du tuyau de remplissage et l'orifice du réservoir de carburant est intermittent, l'étincelle produite peut avoir une énergie suffisante pour enflammer le mélange air-vapeur hydrocarburée.

Sans précautions particulières, l'énergie dissipée dans une étincelle de décharge d'un véhicule peut notablement excéder la valeur minimale nécessaire pour enflammer un tel mélange (environ 0,25 mJ). Cependant de nombreuses investigations, effectuées principalement en Grande-Bretagne, ont montré que la limite de sécurité de la tension induite était de 800 V pour un véhicule de grandes dimensions. En dessous de cette valeur (qui correspond approximativement à 0,7 mJ par impulsion de décharge), il semblerait que l'énergie dissipée entraîne une probabilité d'inflammation tout à fait négligeable.

Comme ces 800 V peuvent assez couramment être dépassés, même sous des champs de 4 kV/m, il est préférable de ne pas installer de station-service sous les lignes à très haute tension ou à proximité immédiate, sans prévoir des écrans électrostatiques. Souvent, un auvent de protection contre la pluie, s'il est métallique ou en béton armé, constituera un écran suffisant.

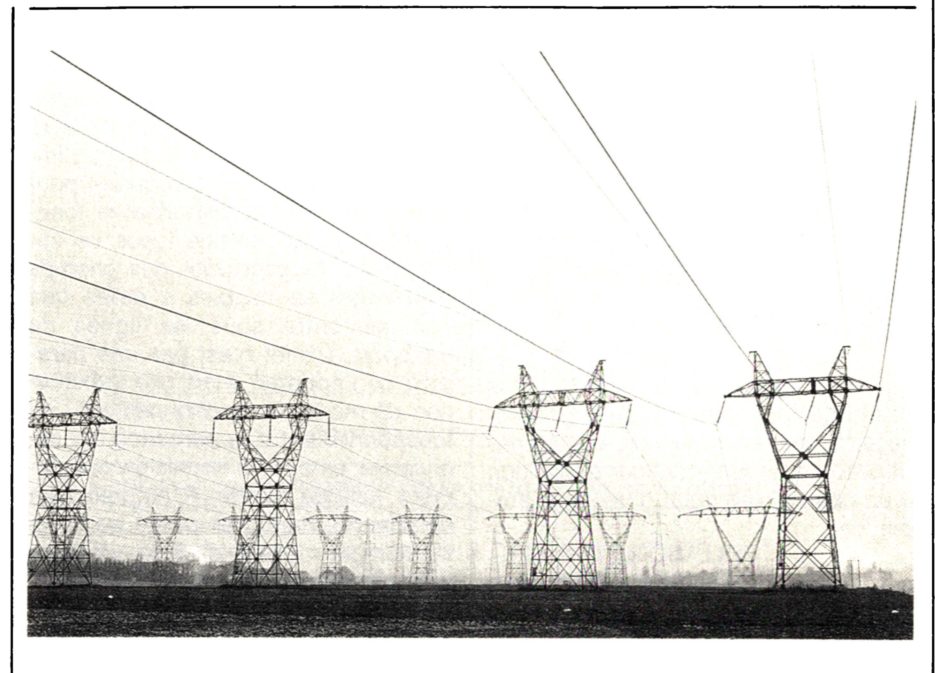


Photo 1 – Lignes haute tension en banlieue parisienne.

La perception directe du champ électrique

Il est un effet des champs électriques que l'on a longtemps méconnu, parce qu'il ne se manifeste pas ou à peine aux intensités que l'on rencontre habituellement sous les lignes à haute tension. Cet effet prend en revanche toute son importance aux champs plus intenses auxquels sont soumis les agents travaillant à proximité des conducteurs sous tension, dans les postes, ou lors de l'expérimentation sur des animaux de laboratoire.

Il s'agit de la perception directe du champ, c'est-à-dire de la perception qu'un organisme doté d'un système nerveux peut en avoir, du simple fait d'être immergé dans ce champ.

Sur le plan de la physique des phénomènes, cette perception a deux causes.

- *Les forces électrostatiques* qui s'exercent à la surface du corps, notamment au niveau des poils et des cheveux : ces forces *résultent de l'interaction entre les charges superficielles et le champ lui-même.* En champ alternatif, ces forces sont capables de mettre les poils en vibration à une fréquence théoriquement double de la fréquence du réseau.

Ainsi, pour un réseau à 50 Hz, la force électrostatique passe 100 fois par seconde par un maximum et par une valeur nulle, selon une loi sinusoïdale.

Les observations chez l'homme montrent que ce phénomène se traduit par une sensation de chatouillement superficiel, croissant avec l'intensité du champ. L'intensité du seuil de perception dépend de la sensibilité individuelle, mais aussi du développement du système pileux des diverses personnes soumises à l'expérience. Cette intensité de seuil de perception se situe au voisinage de 12 kV/m.

Chez les animaux soumis à des expériences de laboratoire, les mêmes phénomènes sont observables sur les poils et surtout sur les moustaches. Une analyse réalisée en cinématographie rapide a mis en évidence, chez des souris et des rats soumis à un champ de 50 kV/m (valeur couramment utilisée dans les recherches en laboratoire), une amplitude de vibration des extrémités des moustaches de l'ordre du centimètre crête-à-crête.

Il n'est donc pas surprenant, dans ces conditions, que le système neurovégétatif des animaux soit excité pendant toute la durée de leur exposition à un champ électrique d'une telle amplitude.

● *En ce qui concerne les personnes,* il est souvent possible de ressentir des picotements aux discontinuités des vêtements, en particulier aux contacts entre la peau et le col, l'extrémité des manches... De tels picotements sont également signalés au niveau des montures de lunettes, lorsqu'elles sont métalliques (entre la monture et le nez) ou au niveau de la montre-bracelet (entre montre et avant-bras).

Ces sensations sont manifestement dues à des micro décharges se produisant entre l'objet considéré, surtout s'il est conducteur, *et la peau.* Elles apparaissent vers 12-15 kV/m, et deviennent d'autant plus désagréables que le champ croît, évoluant en sensation de petites piqûres, mais elles restent toujours sans aucun danger réel.

C'est pour éviter ces désagréments que les combinaisons en tissu conducteur ont été mises au point, à l'intention des agents appelés à travailler dans des champs intenses. Ces combinaisons, qui constituent de véritables cages de *Faraday,* soustraient entièrement les travailleurs qui les portent à tout champ électrique.

Comment réagissent les porteurs de stimulateurs cardiaques

Le cas des porteurs de stimulateurs cardiaques a fait l'objet de plusieurs études, afin d'examiner les conséquences possibles d'un fonctionnement défectueux prolongé. Lorsqu'un porteur est placé dans un champ électrique, une fraction du courant d'influence circulant dans le corps est drainée par le système conducteur constitué par les électrodes cardiaques, le boîtier électronique et leurs fils de connexion. Selon le point d'implantation du boîtier, ce courant peut être suffisant pour perturber le fonctionnement de certains types de stimulateurs, et ceci pour des champs d'intensités semblables à celles que l'on rencontre sous les lignes de transport. L'effet n'est pas une paralysie de l'appareil, mais une substitution de mode de fonctionnement : de fonctionnement *à la demande* (ce stimulateur émet une impulsion uniquement lorsque l'onde *R* naturelle est défaillante), l'appareil passe au fonctionnement *imposé,* où il se substitue aux impulsions électriques naturelles. Selon *Bridges,* les cardiologues sont d'accord pour penser que des périodes limitées de fonctionnement en mode imposé ou asynchrone n'entraînent aucun risque sérieux pour les patients passant sous une ligne.

Ce n'est que dans les seuls cas, d'ailleurs rares, de l'implantation abdominale des types de stimulateurs les plus sensibles qu'une induction directe dans le corps peut causer, sous les lignes, de tels fonctionnements défectueux. Ceux-ci ne se produisent que pour des champs supérieurs à 3 kV/m, valeurs que l'on ne trouve que sous les lignes à très haute tension.

Des fonctionnements défectueux peuvent être causés par des courants plus intenses, tels que ceux qui parcourent le corps lors d'un contact avec des véhicules sous les lignes : de tels courants sont cependant perceptibles et n'auraient de ce fait qu'une faible durée.

Rappelons que, dans la vie quotidienne, des courants de fuite peuvent parcourir le corps humain, tels les courants provenant de petits appareils portatifs.

Certaines normes fixent la valeur maximale admissible de ces courants de fuite, qui sont généralement supérieurs aux courants engendrés dans le corps humain par l'effet d'induction des lignes. Ainsi, la norme française NF 73.200 admet pour les appareils mobiles des courants de fuite de 500 μA, voire 750 μA pour certains types d'appareils.

Le champ magnétique engendré par les lignes électriques

La nature identique du champ magnétique d'un aimant et du champ magnétique créé par un courant est restée assez longtemps mystérieuse. On sait maintenant qu'une charge électrique au repos engendre un champ électrique, mais, dès qu'elle se met en mouvement, vient s'y superposer la création d'un champ magnétique ; or une charge en mouvement n'est autre chose qu'un courant électrique. On conçoit donc que, lorsque ces charges sont les électrons qui gravitent autour du noyau des atomes, elles créent un micro-champ magnétique. Comme les lignes d'énergie électrique sont des configurations à conducteurs quasi rectilignes et parallèles, le champ d'induction magnétique engendré par celles-ci se calcule aisément.

Ainsi, dans le cas d'une ligne à deux circuits triphasés, le profil transversal du champ est donné par la **figure 3.** On peut retenir, en première approximation, que la valeur maximale du champ d'induction électromagnétique créé est d'environ 10.10^{-6} T par kA de courant.

Pour apprécier l'acuité d'un éventuel problème posé par la création de ce champ magnétique, on se référera au champ magnétique terrestre, dont l'intensité est de l'ordre de 40.10^{-6} T. C'est donc exclusivement le caractère périodique à 50 Hz du champ d'une ligne qui le différencie du champ terrestre.

Comment les champs magnétiques sont-ils perçus par les organismes humains ?

Les champs magnétiques sont perçus différemment par les êtres humains et les animaux.

Les êtres humains

En ce qui concerne les champs de faible intensité qui nous intéressent ici, aucun effet sensoriel, du moins conscient, ne semble jamais avoir été signalé.



Cependant, le professeur *Yves Rocard* a tenté de montrer, il y a une trentaine d'années, alors qu'il était directeur du Laboratoire de physique de l'Ecole normale supérieure, que la baguette du sourcier à la recherche d'eau répondait en fait à un mouvement involontaire de la main. Ce mouvement serait consécutif à un influx nerveux qui résulterait lui-même de faibles variations du champ magnétique terrestre. Ces faibles variations peuvent être dues à un courant d'eau « filtrante », c'est-à-dire une eau qui ne contient que des ions d'un signe donné, les ions de signe contraire étant retenus par les sols traversés par le courant. Or, comme nous l'avons indiqué plus haut, un flux de charges électriques crée un champ magnétique.

Les animaux

Le sens de l'orientation des oiseaux migrateurs est resté longtemps une énigme. Pour l'expliquer, on a invoqué le guidage par la position du soleil, mais aussi l'influence du champ magnétique terrestre. Or des recherches récentes ont mis en évidence l'existence de cristaux de magnétite dans la tête des pigeons voyageurs, découverte qui donne à penser que le champ magnétique terrestre joue un rôle important dans le système de navigation de ces oiseaux. Une série d'expériences réalisées avec beaucoup de minutie a permis de confirmer partiellement ces vues, bien que, pour l'instant, le mécanisme de perception des variations de magnétisation des cristaux de magnétite par l'animal reste entièrement inconnu.

Ces cristaux ont également été trouvés dans l'abdomen des abeilles qui pourraient donc, elles aussi, retrouver le chemin de leurs ruches par l'intermédiaire du champ magnétique terrestre.

Il n'est alors pas inconcevable qu'au voisinage immédiat des lignes électriques le sens de l'orientation de ces animaux puisse être perturbé, encore que cette perturbation n'ait pas jusqu'à présent été démontrée.

L'effet couronne et ses multiples conséquences

Le phénomène dit « effet couronne » a été identifié dès les débuts de l'électrotechnique. Cette expression trouve son origine dans l'expérience suivante, réalisée dès avant la Première Guerre mondiale : lorsque l'on applique une tension de valeur croissante à un fil conducteur fin, il apparaît autour de ce fil, à partir d'une certaine tension, une gaine lumineuse, de couleur bleu-violet, dont l'épaisseur croît ensuite avec la tension. La tension d'apparition de la lueur est appelée « tension critique d'effet couronne ».

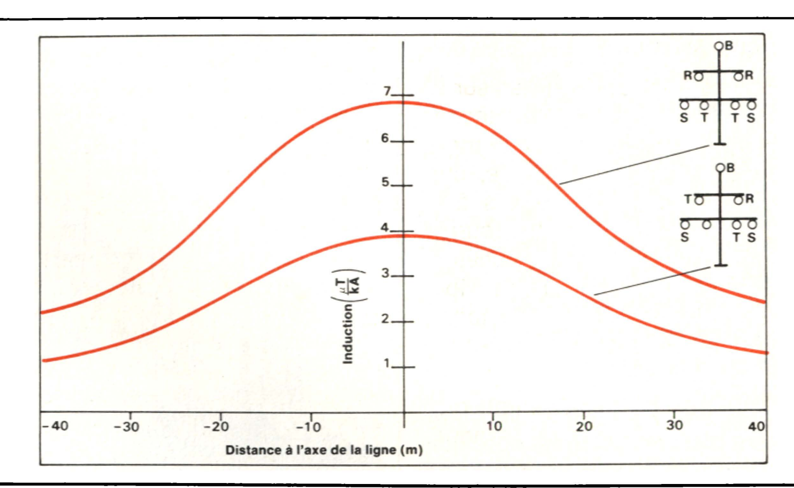


Fig. 3. – Champ d'induction magnétique créé par une ligne à deux circuits triphasés.

Pour être plus précis, l'effet couronne désigne l'ensemble des phénomènes liés à l'apparition d'une conductivité d'un gaz dans l'environnement d'un conducteur porté à une haute tension. Cette conductivité est due au phénomène d'ionisation, que l'on explique de la façon suivante : il existe toujours dans l'air un certain nombre de paires ion$^+$ – électron libre, créées par rayonnement cosmique. Lorsque ces électrons sont soumis à un champ électrique, ils sont accélérés et, si le champ est assez intense, l'énergie qu'ils acquièrent devient suffisante pour provoquer l'ionisation des molécules neutres qu'ils heurtent (ionisation par choc). Il se crée de nouveaux électrons libres qui, soumis au même champ, vont également ioniser des molécules, et ainsi de suite : le processus prend une allure d'avalanche dite « avalanche de *Townsend* ». Le champ minimal qui permet sa formation est de l'ordre de 26 kV/cm dans l'air atmosphérique.

Les avalanches autour d'un conducteur se manifestent visuellement sous forme de petites décharges superficielles lumineuses (communément appelées « aigrettes »), électriquement sous forme d'impulsions de courant très brèves (de l'ordre de grandeur de la dizaine de microsecondes), acoustiquement sous forme de petits claquements secs.

Les perturbations radioélectriques

Chaque aigrette engendre localement une impulsion électrique dans le conducteur. Il y a donc appel de courant dans ce dernier, qui se traduit par deux ondes de courant se propageant en sens inverse, issues du point de génération de la décharge. Ces ondes de courant, dont le front est très raide à leur origine, peuvent être décomposées en spectre de *Fourier ;* les fréquences contenues dans ce spectre s'étendent pratiquement depuis la fréquence industrielle du réseau (50 Hz) jusqu'à environ 10 MHz, mais n'ont pas toutes la même importance ni ne suivent la même loi de propagation.

En ce qui concerne les *grandes ondes et les petites ondes* (qu'on désigne aussi par ondes kilométriques et hectométriques dont la fréquence est inférieure à 3 MHz), l'atténuation de propagation des courants à haute fréquence est suffisamment faible pour que ceux-ci se transmettent, le long des conducteurs, à des distances de plusieurs kilomètres. A chaque composante de courant, de fréquence donnée, est associé un système de deux champs à haute fréquence, l'un électrique (capté par une antenne), l'autre magnétique (capté par un cadre à ferrite). Le champ perturbateur, en un point de réception quelconque sous la ligne, est alors dû à l'effet de cumul du grand nombre d'aigrettes réparties le long de la ligne, sur plusieurs kilomètres de part et d'autre du point de mesure. En revanche, aux fréquences MF ou de télévision (> 30 MHz), il n'y a pratiquement plus aucune propagation guidée, mais uniquement un rayonnement électromagnétique d'action très localisée.

De la combinaison de cet effet et

du spectre propre d'une aigrette, il résulte que les impulsions d'effet couronne n'ont pas d'action perturbatrice sur les réceptions FM et TV.

Les phénomènes perturbateurs d'une ligne à haute tension peuvent être décrits par une fonction aléatoire stationnaire ; le champ perturbateur est alors défini par sa densité spectrale. Le niveau mesuré dépend de la bande passante du récepteur de mesure.

En pratique, les niveaux perturbateurs sont mesurés selon les spécifications CISPR (Comité international spécial des perturbations radiophoniques). Ce sont des valeurs de « quasi-crêtes » mesurées avec un appareil dont la bande passante est de 9 kHz. Les niveaux sont exprimés en décibels au-dessus du niveau de référence, qui est par définition de 1 μV/m, soit N = 20 logH (μV/m).

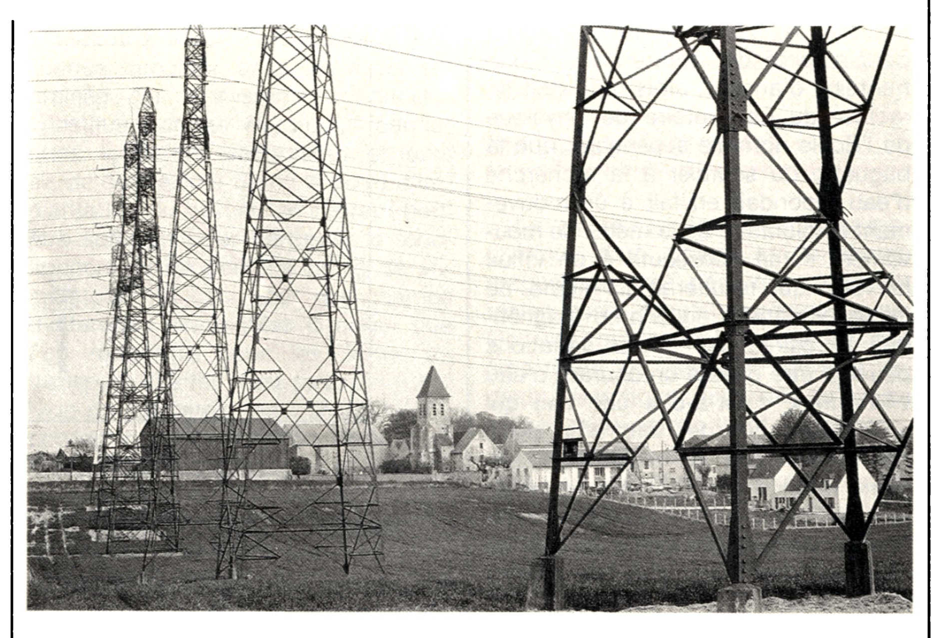


Photo 2. – Le village et les champs... électriques !

L'effet de brouillage

L'effet de brouillage se caractérise par le rapport des amplitudes du signal et du bruit. *Exemple :* un émetteur en ondes longues ou moyennes qui aurait un champ local de 10 mV/m (= 80 dB) serait brouillé sous une ligne à 400 kV par temps de pluie, mais non par beau temps. A 40 m de la ligne, il n'y a pratiquement plus aucun brouillage.

Si aux fréquences utilisées en télévision (> 30 MHz), l'on observe des perturbations au voisinage d'une ligne de transport à haute ou très haute tension, celles-ci ne peuvent avoir qu'une cause : des micro-arcs accidentels dus à des mauvais contacts.

L'effet couronne des conducteurs n'est en général pas gênant aux fréquences TV, car le spectre de fréquence du champ perturbateur décroît assez rapidement en fonction de la fréquence, au-delà de quelques MHz. Cependant, dans certains cas de lignes de transport fonctionnant à des gradients électriques très élevés ($\geq$ 21 kVeff/cm), dans des conditions météorologiques défavorables (fortes chutes de pluie ou de neige), il a été constaté qu'un signal TV de faible amplitude peut être perturbé. Mais ce phénomène reste exceptionnel et limité à la bande 1 (40-60 MHz), et n'a jamais été observé en France.

En revanche, des micro-arcs s'amorçant entre pièces métalliques portées à des potentiels différents peuvent créer des perturbations gênantes. Ce peut être le cas d'isolateurs défectueux, d'amortisseurs ou d'entretoises comportant des parties isolantes, de mauvais contacts aux manchons de raccordement des conducteurs, etc.

Signalons un cas où des perturbations TV ont été engendrées par un bout de fil de fer, resté posé à cheval sur un conducteur. Sous l'effet des vibrations se produisaient des contacts intermittents entre ce fil et le conducteur, et par conséquent des micro-arcs.

Dans un autre cas, la tension induite sur une plaque signalétique mal fixée contre un pylône a entraîné des conséquences identiques.

Ces anomalies ne peuvent avoir qu'une action locale, dans un rayon de quelques centaines de mètres, car, aux fréquences TV, la propagation guidée le long de la ligne est négligeable.

Ce type de perturbation est plus sensible aux fréquences situées au-dessous de 60 MHz, et s'atténue ensuite aux fréquences supérieures.

Le remède consiste, après détection de ces anomalies, à supprimer ces mauvais contacts, par resserrage ou remise en état de la partie incriminée.

Les phénomènes signalés ci-avant sont des phénomènes actifs, mais les lignes de transport de grandes dimensions peuvent également avoir un effet passif sur la réception des émissions de télévision. Il s'agit d'un effet d'écran métallique qui a pour résultat soit un affaiblissement de l'image reçue, soit l'apparition d'un écho, seconde image moins lumineuse et décalée dans le temps. On réussit dans la plupart des cas à pallier cet inconvénient par déplacement ou réorientation de l'antenne réceptrice.

En ce qui concerne les lignes de tension inférieure à 220 kV (20 kV à 150 kV), on constate parfois, par temps très sec et chaud, que certaines lignes équipées d'isolateurs suspendus produisent de violentes perturbations.

Une analyse détaillée des mécanismes qui ont lieu lorsque ces phénomènes se manifestent a montré que ceux-ci étaient dus à des mauvais contacts aux articulations de pièces métalliques appartenant à des éléments différents : articulation des pièces de suspension des conducteurs et des fixations des isolateurs entre eux. L'oxydation, l'introduction de petites poussières peuvent être suffisantes pour créer une barrière isolante dont la rigidité diélectrique est de plusieurs centaines de volts. A chaque alternance de la tension, cette barrière est le siège de claquages, qui chargent brutalement la capacité formée par les isolateurs. On peut donc parler ici de pertubations par « micro-arcs en série ». Les claquages se succèdent, au cours d'une alternance, selon un « processus de relaxation » qui injecte dans les conducteurs des séries d'impulsions dont l'amplitude dépasse 30 μA (CISPR).

La formation d'ozone

L'ozone est un état allotropique de l'oxygène, de formule O_3.

Cet élément est produit en permanence dans la nature, sous l'influence des radiations ultraviolettes émises par le soleil, au cours de la décomposition des produits naturels de la terre, etc. Mais du fait de son instabilité (retour spontané à l'état d'oxygène), la durée de vie de l'ozone est faible et la concentration de ce gaz, même en volume clos, tend rapidement vers une valeur limite.

L'ozone est, du fait même de son instabilité, un oxydant très actif et, à concentration élevée, il est toxique pour les êtres vivants ; il cause de sérieux dommages aux végétaux et peut détériorer certains matériaux. Il agit en provoquant un vieillissement accéléré des tissus organiques. C'est pourquoi certaines normes (américaines et britanniques) spécifient que, si un homme est amené à séjourner dans une ambiance d'ozone, la concentration maximale d'ozone doit être de dix parties pour cent millions, et ceci pour une journée de huit heures.

Des recherches ont été effectuées, notamment au Canada et aux Etats-Unis, pour déterminer la quantité d'ozone créée par effet couronne. Les résultats indiquent que le taux de production d'ozone est, au maximum, de quelque 2 g par kWh de pertes couronnes : Ainsi, pour une ligne à 750 kV fonctionnant sous pluie, c'est-à-dire dans les plus mauvaises conditions, la quantité d'ozone produite serait de l'ordre de 200 g par heure et par kilomètre de ligne. Compte tenu de la diffusion de ce gaz dans l'atmosphère et de sa durée de vie, cette production est parfaitement négligeable. D'autres auteurs ont directement mesuré la teneur au sol sous une ligne. Dans des conditions semblables à celles indiquées ci-dessus, ils trouvent une concentration de 0,5 partie par cent millions, soit vingt fois inférieure à la valeur admise par les normes.

La formation d'ions

Un ion est un atome, ou une molécule, porteur d'une charge électrique soit négative, soit positive. Il existe toujours dans l'air atmosphérique des ions des deux signes, créés par les rayonnements cosmiques et par la radioactivité naturelle. En outre, les fumées, les gaz d'échappement des voitures sont porteurs d'une grande quantité d'ions.

Pour donner des chiffres, indiquons qu'en atmosphère propre la densité d'ions naturels est de l'ordre de 1 000 à 3 000 ions par cm^3. Dans les villes et dans les zones industrielles, cette densité peut dépasser 10 000 ions par centimètre cube.

Les lignes électriques à haute tension sont génératrices d'ions du fait du phénomène se produisant au voisinage immédiat des conducteurs, appelé « effet couronne ». Le nombre d'ions ainsi créés est de l'ordre de 10^{10} par mètre linéaire de conducteur et par seconde, ce qui conduit à des densités locales assez importantes. Mais en s'éloignant des conducteurs, cette densité décroît très rapidement, pour plusieurs raisons.

En ce qui concerne les lignes à tension alternative, les seules existant en France, l'alternance de la tension entraîne un mouvement de va-et-vient des ions, qui ne peuvent ainsi s'échapper que très difficilement de la zone proche des conducteurs ; en outre, les ions positifs et les ions négatifs échangent leurs charges en se croisant et reconstituent rapidement des atomes neutres. La combinaison de ces deux processus fait que, dès que l'on se trouve à quelques mètres des conducteurs, il n'existe plus qu'une quantité tout à fait négligeable d'ions dus à l'effet couronne. De nombreuses mesures effectuées près des lignes ont permis de vérifier qu'aucun écart de densité n'était décelable, par rapport à la densité ionique naturelle de l'atmosphère.

En ce qui concerne les lignes à tension continue, il en va différemment. L'effet couronne des conducteurs crée un flux d'ions unipolaires qui diffusent dans l'espace et atteignent le sol, après un temps de transit de l'ordre de la seconde. Ce flux se manifeste au sol sous forme d'un courant électrique diffus, dont la densité, extrêmement faible, est de l'ordre de quelques dizaines de nanoampères par mètre carré.

Les lignes HT et l'environnement biologique

La plupart des recherches concernant l'action biologique des champs électriques ont eu pour motivation l'extension des réseaux de transport à haute tension, la construction et l'exploitation des lignes à très haute tension dans les pays où de grandes distances sont à couvrir (Canada, URSS, USA) et la mise au point de techniques de travaux sous tension, qui permettent d'effectuer des réparations sans interrompre le service mais qui exposent les monteurs – tout au moins ceux qui travaillent sur des lignes à haute ou très haute tension – à des champs électriques beaucoup plus importants que ceux qui règnent au sol, au voisinage des lignes de transport.

Cette plaquette, éditée par le *Comité des études médicales d'EDF*, consacre une large place à l'aspect biologique des études entreprises. Nous lui empruntons de larges extraits, tant sont importants les différents aspects qui sont évoqués.

Les premières études, relativement récentes, datent de la deuxième moitié de la décennie 1960, avec le travail initial d'*Asanova* et *Rakov* en URSS, la première étude de *Kouwenhoven* aux USA, la publication de *Strumza* en France.

Les points de vue exprimés étaient assez divergents, puisque certains auteurs retenaient une symptomatologie fonctionnelle, quelques signes cliniques ou biologiques comme liés à l'action du champ, alors que, pour les autres, aucun symptôme, aucune modification clinique ni biologique ne pouvaient être rapportés à l'action du champ.

La plupart des recherches dans lesquelles le champ électrique a été considéré comme pouvant avoir une action physiologique ou biologique sont d'origine soviétique et n'ont été corroborées que par une étude d'origine espagnole.

De ces publications soviétiques se dégage une certaine continuité qui, de quelques symptômes rapportés à l'action des champs, a abouti peu à peu à l'idée d'un seuil et d'une limitation dans l'intensité ou la durée de l'exposition. Le seuil se situerait entre 3 à 5 kV/m.

Cette limite définie par les auteurs soviétiques est importante à retenir, car les valeurs des champs calculées ou mesurées à proximité des conducteurs des lignes haute tension 400 kV (maximum utilisé en Europe) n'excèdent qu'exceptionnellement cette valeur de 5 kV/m.

Ce n'est donc que dans des conditions particulières, comme le travail



dans des postes ou les travaux sous tension à proximité des conducteurs, que la valeur de 5 kV/m peut être dépassée.

Les recherches occidentales ne sont pas, elles non plus, à l'abri de toute critique. A certaines d'entre elles, on peut reprocher le nombre peu élevé des sujets étudiés *(Kouwenhoven)*. On peut arguer aussi du fait que les examens n'ont pas toujours été effectués après une période d'exposition aux champs.

Dans certaines recherches, les critères de surveillance peuvent paraître bien indirects *(Strumza)*. Dans les études des plus récentes *(Malboysson, Stopps, Roberge, Knave)*, la principale difficulté réside dans la validité du groupe témoin qui n'est peut-être pas toujours parfaitement représentatif. Beaucoup de ces études, à l'exception de celle de *Kouwenhoven*, ont porté sur une période relativement courte, ce qui ne permet pas d'écarter a priori un effet tardif.

Le caractère négatif des résultats pourrait aussi être interprété comme un mauvais choix dans les critères de comparaison entre la population exposée et la population témoin. Enfin, la plupart de ces études, à l'exception de celle de *Stopps*, ne font état ni de la valeur des champs ni surtout de la durée d'exposition à ces champs.

Tous ces faits justifient la poursuite de ces recherches sur l'homme, telles qu'on les mène aux USA, en Angleterre et en Suède. Il importe qu'elles soient effectuées dans les meilleures conditions de rigueur dans le choix des critères de surveillance, dans la sélection du groupe témoin et dans l'analyse statistique des résultats observés.

Peut-on expliquer l'action biologique des champs électriques ?

Dans l'état actuel de nos connaissances, aucune preuve n'a pu être donnée sur une éventuelle action néfaste des champs électriques sur les organismes vivants qui y sont exposés. On peut cependant penser que des champs intenses peuvent être à l'origine de modifications physiologiques ou biochimiques de faible intensité, transitoires et réversibles.

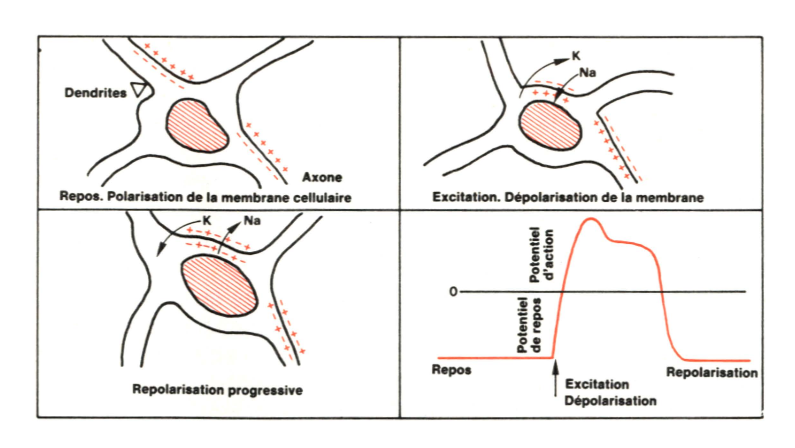


Fig. 4. – Phénomènes électriques liés au fonctionnement de la cellule nerveuse.

Pour expliquer une telle action, on peut proposer diverses explications physiopathologiques. La première d'entre elles est d'essayer de rattacher ces quelques variations des paramètres étudiés à l'action du courant de déplacement qui traverse l'organisme vivant lorsqu'il est situé dans un champ électrique.

En effet, comme nous l'avons vu, un corps conducteur plongé dans un champ électrique déforme les lignes de force de ce champ, et le champ induit une migration de charges à la superficie de ce corps conducteur, qui vient équilibrer les forces électrostatiques de ce champ.

Lorsqu'il s'agit d'un champ alternatif, cette migration de charges va s'inverser avec chacune des pédiodes du courant, ce qui va entraîner à l'intérieur de ce corps conducteur l'apparition d'un courant alternatif de la même fréquence.

Ces courants de déplacement sont, comme nous l'avons déjà indiqué, de très faible intensité, très nettement en dessous du seuil de perception et de l'ordre de 150 μA pour l'ensemble d'un organisme humain situé dans un champ d'une valeur de 10 kV/m. On peut admettre aussi que l'intensité de ce courant de déplacement est de l'ordre de 50 μA pour la tête.

La plupart des symptômes retenus par les auteurs soviétiques comme pouvant être liés à l'exposition à un champ électrique sont des symptômes neurovégétatifs ou neurologiques, donc faisant intervenir le système nerveux central. Il peut donc être intéressant de comparer la valeur de ces courants de déplacement à celle des courants qui sont liés au fonctionnement des cellules nerveuses.

La section horizontale de l'encéphale a une surface d'environ 250 cm^2. Le courant de déplacement, dans la mesure où il traverse en totalité le tissu nerveux, représenterait donc 50 μA pour 250 cm^2, soit 0,200 μA par cm^2 (200 nA/cm^2).

Les courants d'action liés au fonctionnement cellulaire sont d'une valeur très supérieure. Ils sont liés aux phénomènes de polarisation – dépolarisation des cellules nerveuses. Au repos, toute cellule, mais particulièrement les cellules nerveuses, sont polarisées, des charges positives externes équilibrant des charges négatives internes, ce qui crée un potentiel négatif à l'intérieur de la cellule par rapport au milieu extracellulaire **(fig. 4)**.

Ce phénomène de polarisation est lui-même sous la dépendance de phénomènes chimiques liés avant tout aux migrations ioniques concernant le potassium et le sodium, le potassium étant à une concentration beaucoup plus grande, et le sodium à une concentration beaucoup plus faible à l'intérieur de la cellule. La pompe ionique membranaire, qui assure cet équilibre, trouve son énergie dans de complexes phénomènes chimiques faisant, en particulier, intervenir l'A.T.P. Lorsque la cellule est excitée, et quel que soit le mode d'excitation, apparaît une dépolarisation, c'est-à-dire une inversion des charges, qui est contemporaine de la sortie de potassium et de l'entrée de sodium dans la cellule. Cette dépolarisation va se propager le long de l'axone de la cellule nerveuse, et c'est cette onde de dépolarisation qui est appelée influx nerveux.

D'autre part, deux autres phénomènes contribuent de façon très importante à limiter la valeur de ce courant

de déplacement au niveau de la cellule.

– Tout d'abord, les différences de conductibilité entre le cuir chevelu, le tissu cellulaire sous-cutané et la boîte crânienne osseuse, ce qui fait qu'une très faible partie du courant de déplacement peut pénétrer le tissu nerveux, du fait de la résistance opposée par le tissu osseux au passage du courant.

– D'autre part, un phénomène comparable se retrouve à l'échelon cellulaire. La membrane cellulaire a en effet une résistance beaucoup plus élevée que le milieu extracellulaire, et le courant de déplacement local a tendance à contourner la cellule.

Si l'on se place sur un plan énergétique, on peut dire que la quantité totale d'énergie libérée par un champ électrique de 10 kV/m dans un organisme humain est de l'ordre de 10 $\mu W/m^3$, soit une valeur 10^{-8} fois (100 000 000 de fois) plus petite que celle du métabolisme basal.

Cette hypothèse ne peut cependant être rejetée sur ces simples considérations physiopathologiques.

Dans le but d'essayer de vérifier si le courant de déplacement peut être directement à l'origine des quelques troubles décrits, des expériences ont été effectuées ou sont actuellement en cours chez l'homme. La première d'entre elles a été réalisée par *Hauf* et ses collaborateurs *(Eisemann)* en Allemagne. Cet auteur, au lieu de soumettre des volontaires à un champ électrique, a fait passer un courant d'intensité comparable au courant de déplacement avec un trajet membres supérieurs-membres inférieurs.

Les mêmes critères de comparaison que ceux qu'il avait utilisés pour les volontaires exposés à un champ ont été de nouveau repris. Dans cette expérience, les discrètes modifications psychomotrices et les faibles variations hématologiques observées lors de l'exposition à un champ n'ont pas été retrouvées ; ce qui a permis à *Hauf* de dire qu'il s'agit là de phénomènes non spécifiques, probablement liés à d'autres facteurs que le courant de déplacement.

On peut cependant critiquer la méthodologie de cette expérimentation, car le trajet du courant membres supérieurs-membres inférieurs exclut le système nerveux central, et, comme nous l'avons évoqué, la plupart des symptômes qui ont pu être retenus étaient de nature neurologique. C'est pour répondre à cette critique qu'a été entreprise une série d'expériences sur des volontaires, dans le cadre du Central Electricity generating board et de l'université de Manchester, sous l'égide de *Lee.*

Cette recherche porte avant tout sur l'étude des tests psychomoteurs effectués sur des volontaires soumis à un courant comparable dans son intensité et dans son trajet à celui du courant de déplacement entraîné par l'exposition à un champ, c'est-à-dire 200 μA pour le trajet tête – membres inférieurs – et 300 μA pour le trajet épaules – membres inférieurs. Elle n'est pas encore terminée et n'a pas fait l'objet de publication.

Si l'on exclut l'action des courants de déplacement, on est amené à envisager d'autres processus physiopathologiques :

– il y a d'abord la perception du champ qui a été évoquée tant chez l'homme que chez l'animal. Dans une expérience récente, *Cabanes* et *Gary* ont montré que le seuil de perception était très variable suivant les sujets. Il n'est pas impossible que la perception du champ puisse intervenir dans la genèse des troubles observés, tout au moins dans les cas où la valeur du champ est suffisante ;

– on peut également faire intervenir la mise en mouvement des poils, et, pour les rongeurs, des moustaches : cette mise en vibration est liée aussi à la migration des charges électriques à l'intérieur du poil, ce qui développe à chaque demi-période du courant une force électromotrice qui a pour conséquence une traction sur le poil s'il est vertical, une vibration s'il est oblique ou horizontal, avec une fréquence de 100 Hz. La réalité et l'importance de cette vibration des poils ont été vérifiées par *Cabanes* et *Gary* dans des expériences portant sur l'homme et l'animal, grâce à l'utilisation de photographies et d'enregistrements macrocinématographiques rapides. Il semble d'ailleurs que cette mise en vibration des poils constitue l'un des éléments essentiels qui intervienne dans la perception du champ.

Il y a enfin les microdécharges déjà évoquées, auxquelles peuvent être soumis les hommes, et en particulier les travailleurs des ouvrages de transport ou des postes, et les animaux exposés expérimentalement à des champs, en particulier lorsque ces animaux se nourrissent et surtout boivent. Ces microdécharges peuvent, par leur répétition, constituer un « stress » qui pourrait expliquer certains des symptômes observés.

Tels sont les problèmes que soulève l'exposition de l'homme aux champs électriques et magnétiques engendrés par les lignes de transport de l'énergie électrique. Plusieurs assises internationales se sont penchées sur la question, en particulier le Sous-comité d'électropathologie de la Commission permanente et Association internationale de médecine du travail, le Groupe d'études médicales de l'UNIPEDE, l'Organisation mondiale de la santé.

J. Trémolières

Adresse utile

ELECTRICITE DE FRANCE : Comité des études médicales, directeur : Dr *J. Cabanes*, 22 et 30, av. de Wagram, 75382 Paris Cedex 08.
Tél. : (1) 764.70.00.

Bibliographie

[1] Les lignes de transport d'énergie et leur impact sur l'environnement. Plaquette de 80 p. (1984) éditée par EDF, Comité des études médicales.

[2] Recherches sur les effets biologiques des champs électrique et magnétique. *Revue générale d'électricité*, n° spécial, juillet 1976.

[3] J. Trémolières. Effets biologiques des champs électromagnétiques non ionisants. *Electronique Applications*, 1978, n° 7, pp. 71-77.

[4] J. Trémolières. Nuisances électromagnétiques et santé. *Electronique Applications*, 1983, n° 28, pp. 81-87 et n° 29 pp. 61-65.

Inductance active

La microminiaturisation a permis de réduire considérablement les dimensions des composants (circuits intégrés, couches épaisses et minces, forme hybride, etc.). Certains d'entre eux, comme les inductances, qui s'opposent à cette réduction, sont remplacés par un circuit équivalent composé de résistances, condensateur et amplificateur opérationnel.

La **figure 1** représente un tel montage, équivalent au dipôle LR parallèle de la **figure 2.**

Sous certaines conditions quant aux valeurs numériques :

$$R_1 \gg \frac{1}{C\,\omega} \text{ soit } \omega \gg \frac{1}{R_1 C}$$

Le dipôle d'entrée AB du montage de la **figure 1** est équivalent à celui de la **figure 2** avec :

$$L = R_1 R_2 C \text{ et } R = R_1$$

Le coefficient de surtension vaut :

$$Q = \frac{R}{L\,\omega} = \frac{1}{R_2 C\,\omega}$$

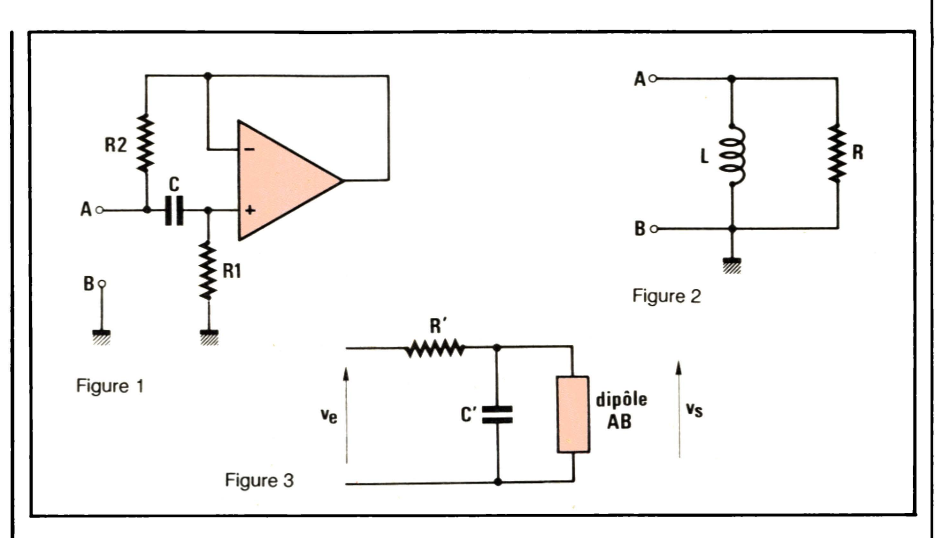


Figure 1

Figure 2

Figure 3

Expérimentation

Pour mettre cette équivalence en évidence, on réalise le schéma de la **figure 3,** où R' = 10 kΩ et C' = 0,1 µF, les composants du dipôle AB **(fig. 1)** valant par ailleurs : R_1 = 10 kΩ, R_2 = 10 Ω et C = 1 µF.

L'inductance équivalente est de 0,1 H ; la résistance en parallèle sur cette inductance est de 10 kΩ ; le coefficient de surtension est de 10 et la pulsation de résonance ω_o = 10 000 (ce qui correspond à f_o = 1 592 Hz).

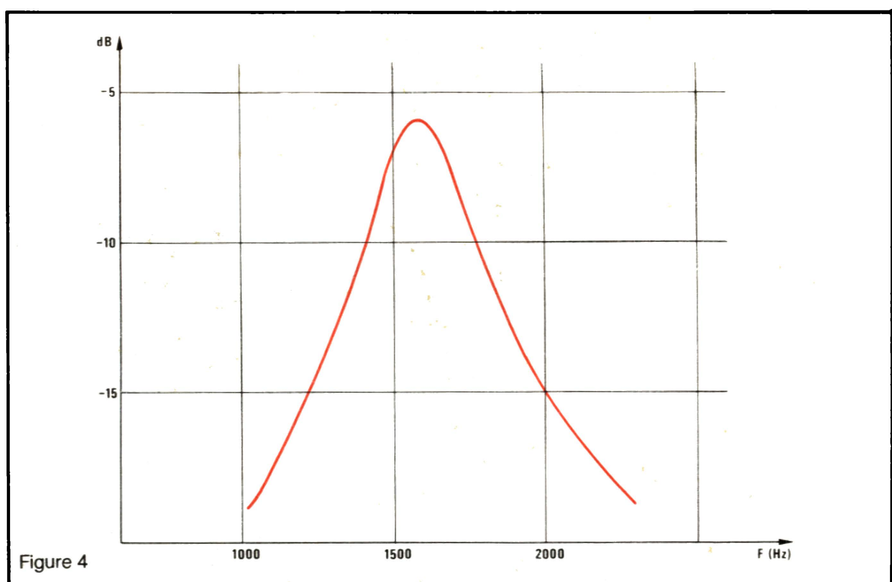


Figure 4

Résultats obtenus

On peut voir à la **figure 4** la courbe expérimentale du circuit résonnant à self active $|T| = |V_s/V_e|$.

Voulez-vous en avoir plus pour votre argent dans le domaine des câbles informatiques?
Si vous êtes utilisateur, acheteur ou prescripteur, envoyez-nous dès aujourd'hui votre nom sur papier à en-tête.
Vous n'aurez qu'à vous en féliciter.

Prière de renvoyer à Belden Electronics GmbH (Service EAPF) Fuggerstrasse 2, 4040 Neuss-Uedesheim (Allemagne de l'Ouest).

SERVICE-LECTEURS N° 9

Circuit déphaseur 3 RC

Ce montage, très simple, est principalement utilisé comme déphaseur sélectif. Il est très utilisé dans les oscillateurs très basse fréquence.

Son schéma de principe est montré à la **figure 1** et sa fonction de transfert est donnée par l'expression :

$$T = \frac{v_s}{v_e} = \frac{1}{(1 - 5\,\alpha^2) + j\,\alpha\,(\alpha^2 - 6)}$$

avec $\alpha = \dfrac{1}{R\,C\,\omega}$

La représentation de la fonction de transfert en coordonnées polaires est données à la **figure 2**.

T sera réel pour : $\alpha\,(\alpha^2 - 6) = 0$.

Deux solutions sont alors possibles ; soit $\alpha = 0$, ce qui correspond à $\omega = \infty$: sans intérêt ; soit $\alpha^2 - 6 = 0$, d'où :

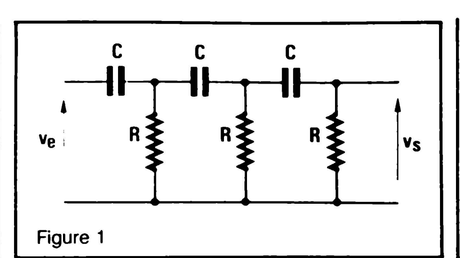


Figure 1

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{6} \cdot R\,C}$$

A ce moment, T = – 1/29 (atténuation et déphasage de π).

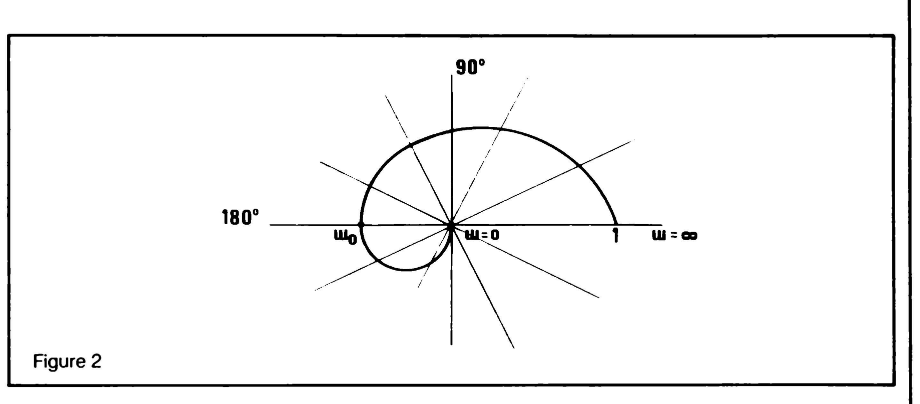


Figure 2

ELECTRONIQUE

Pour vos PROM - REPROM - EPROM EEPROM - IFL - PAL et les mémoires de demain...

Programmateurs universels
MPP80 version valise
EPP80 version labo

— Effaceur U.V. incorporé
— Interfaces RS232 (plus de 20 formats résidents) IEEE et parallèles (options)

- **Soft pour PAL**
- **Complémentaires aux systèmes de développement KDS**

bip pub 640 2

aujourd'hui plus de 800 mémoires avec un seul module (UPM)

Comptez sur Kontron !

KONTRON ELECTRONIQUE

B.P. 99 - 6, rue des Frères Caudron
78140 Vélizy-Villacoublay - Télex : 695 673 - Tél. **(3)946.97.22**

SERVICE-LECTEURS N° 10

Pont de Wien

La fonction de transfert d'un pont de Wien, tel celui représenté à la **figure 1**, est donnée par la formule :

$$T = \frac{1}{3 + j\,\frac{(R\,C\,\omega)^2 - 1}{R\,C\,\omega}}$$

Cette expression est purement réelle (sans déphasage) pour :

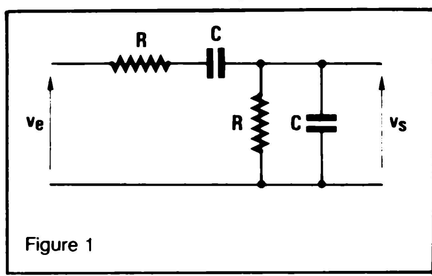


Figure 1

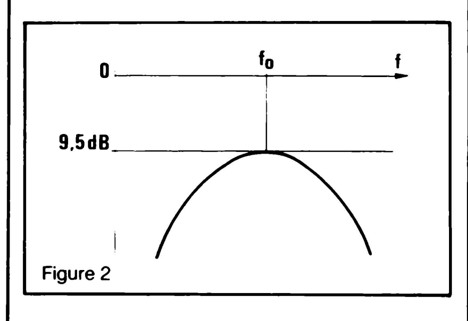


Figure 2

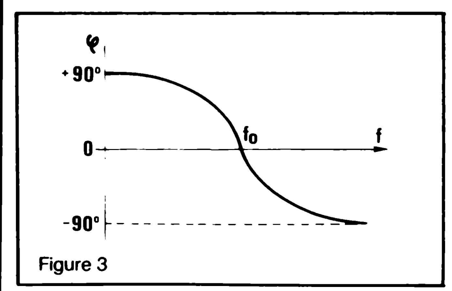


Figure 3

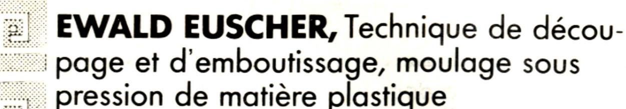
$$\omega_0 = \frac{1}{R\,C}$$

A ce moment, T = 1/3 (voir **fig. 2**).

Nota : Ce circuit, assez peu sélectif, est surtout utilisé pour sa variation de phase assez rapide au voisinage de f_0 (voir **fig. 3**).



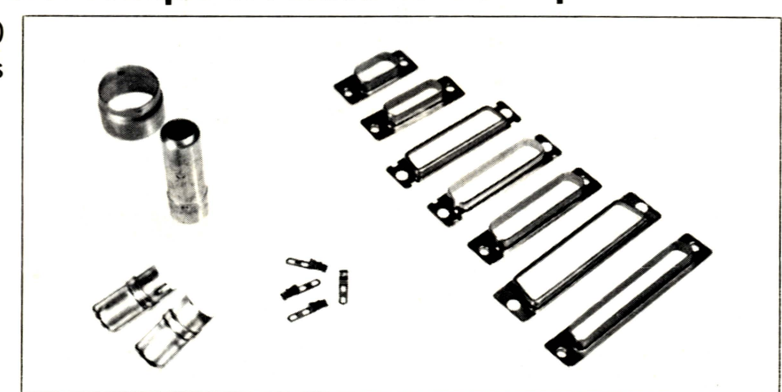
SERVICE-LECTEURS N° 11

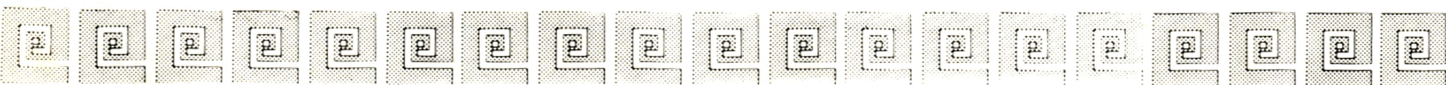


Découpage et emboutissage pour l'électronique et l'industrie électrique.

Boîtier pour connexions multiples de 9 à 50 poles. Sur demande, cadmié ou zingué plus chromage. Socle pour diode et oeillet à souder et similaire.

EWALD EUSCHER, Technique de découpage et d'emboutissage, moulage sous pression de matière plastique
Propre construction et atelier d'outillage moderne
D/4800 Bielefeld 1, Johanneswerkstr. 22
Tel. 1949 - 521 82066, Tx: 932980





SERVICE-LECTEURS N° 12

Filtre « double T »

C'est un montage très sélectif, éliminateur de fréquence, dont la configuration est montrée à la **figure 1**.

La fonction de transfert sera nulle pour :

$$\omega_o = \frac{1}{2\,R\,R'\,C^2}$$

si la condition R C' = 4 R' C est respectée.

On prendra souvent (bien que ce ne soit pas une obligation) :

R = 2 R' et C' = 2 C

Dans ce cas, la fonction de transfert a une expression très simple :

$$T = \frac{v_s}{v_e} = \frac{1}{1 + j\,X}$$

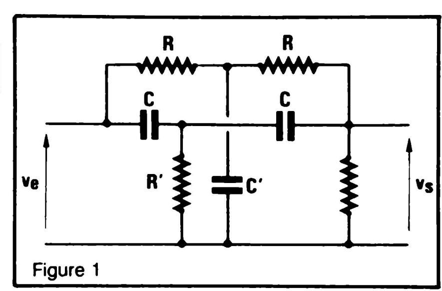


Figure 1

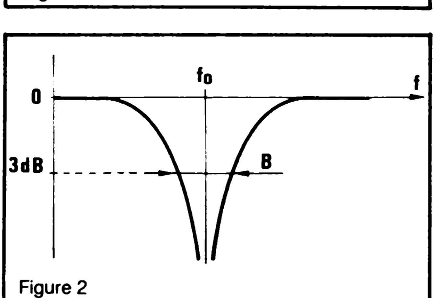


Figure 2

avec $X = \frac{4\,x}{1 - x^2}$

et x = R C ω

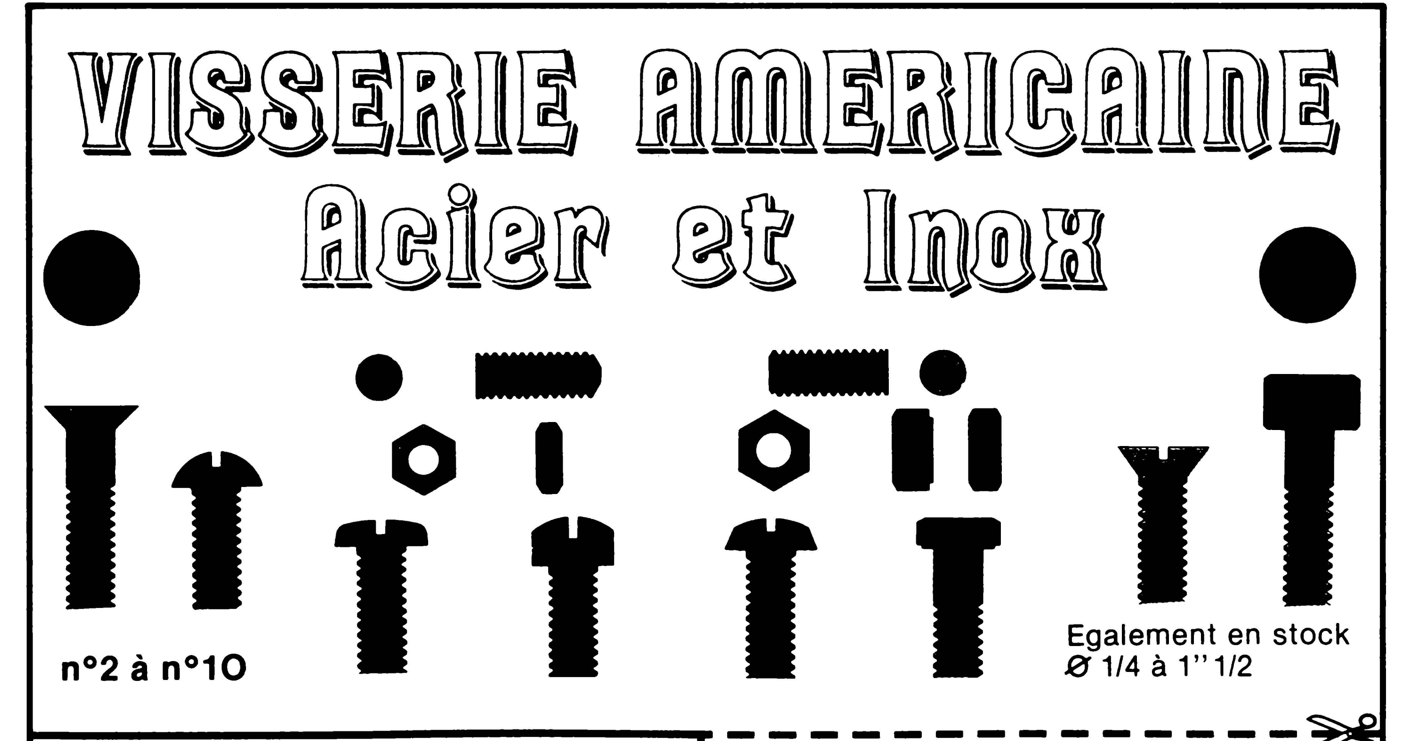
La pulsation de transmission nulle vaudra donc :

$$\omega_o = \frac{1}{R\,C}$$

La bande passante B à – 3 dB par rapport aux fréquences non altérées sera telle que B = $f_o/4$ (voir **fig. 2**).

Nota : L'impédance de charge doit être très supérieure aux valeurs de R et R'.

Les tolérances des composants seront très faibles afin d'obtenir une bonne atténuation à f_o.



BAFA

BOULONNERIE AUTOMOBILE
FRANCO AMERICAINE

Demande de documentation BAFA à:
BAFA 168 Rte de l'Empereur, 92500 Rueil Malmaison
Tél: (1) 749.20.00

Nom ______ *Société* ______
Adresse ______
______ *Tél* ______

PPN 790.83.03

SERVICE-LECTEURS N° 13

FICHES TECHNIQUES

Filtre de notch

C'est un filtre éliminateur de fréquence, de caractéristiques voisines de celles du montage à double T, dont la configuration est rappelée à la **figure 1.**

Si la condition R = 12 R' est remplie, la pulsation de transmission nulle vaut :

$$\omega_o = \frac{\sqrt{3}}{RC}$$

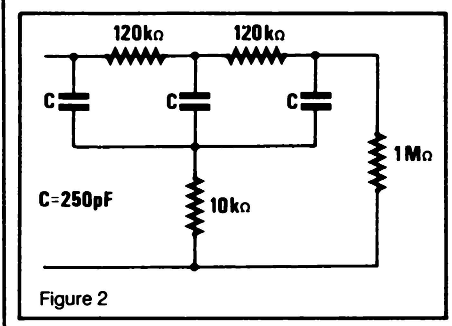


Figure 2

Ce montage est particulièrement intéressant, car l'on peut très facilement ajuster la fréquence de transmission nulle par variation simultanée des trois condensateurs (des condensateurs à air à trois cages, par exemple).

Expérimentation

Si l'on réalise le schéma de la **figure 2,** avec une valeur commune aux trois condensateurs, C = 250 pF, la fréquence de coupure sera :

$$f_o = 9\ 180\ \text{Hz}$$

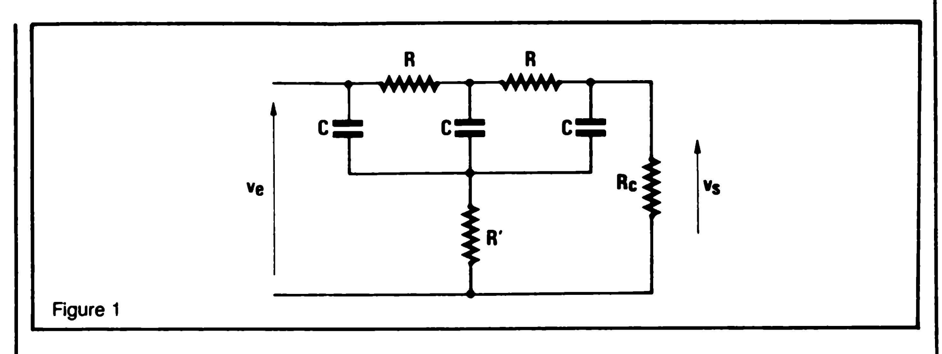


Figure 1

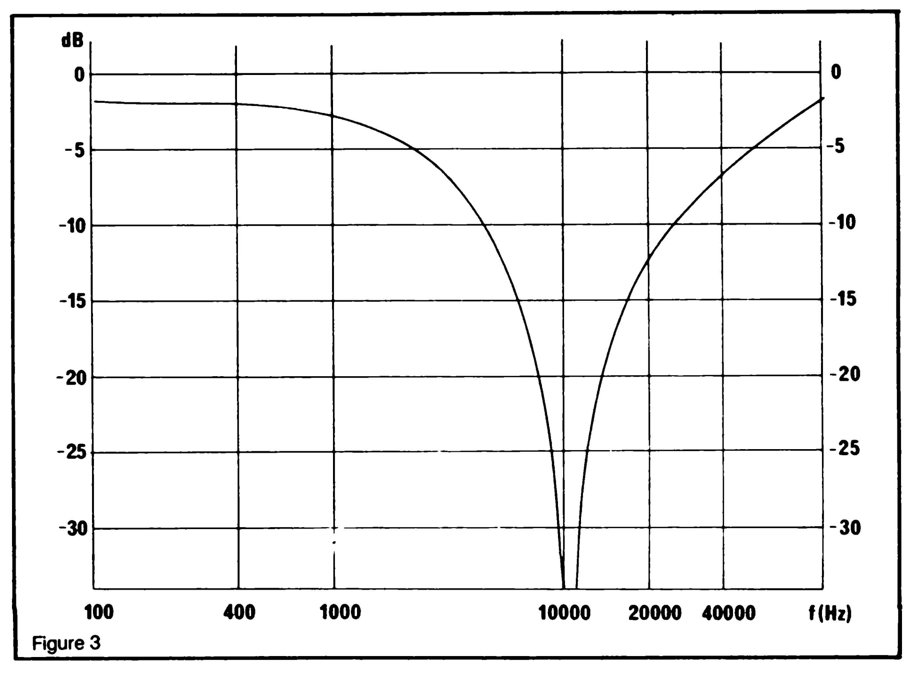


Figure 3

Les résultats de mesures effectuées sur ce montage sont consignés à la **figure 3,** courbe d'atténuation en fonction de la fréquence.

CRITERIUM 1984-1985

autour du microprocesseur MIW-E

A la suite de nombreuses demandes de participants à notre critérium d'applications, nous avons décidé de reculer de deux mois la date de remise des dossiers, afin de laisser leur chance aux études les plus élaborées. La date limite d'envoi des dossiers définitifs est donc reportée au

15 août 1985

Génération des fonctions logiques combinatoires par multiplexeur

Le multiplexeur est un commutateur à un pôle et de multiples positions. Un code binaire d'entrée définit la position du commutateur, sélectionnant ainsi la donnée devant être transmise à travers le circuit.

La **figure 1** donne un exemple de multiplexeur à quatre positions commandé par les deux bornes S_0 et S_1 ; nous avons, par exemple :

$$F = D_0 \overline{S_0}\,\overline{S_1} + D_1 S_0 \overline{S_1} + D_2 \overline{S_0} S_1 + D_3 S_0 S_1$$

Indépendamment de cette fonction classique, le multiplexeur peut être utilisé pour générer des fonctions logiques.

Soit un système de **n** variables logiques. (**n** – 1) variables seront appliquées à la commande de sélection alors que la dernière le sera sur les entrées « données ».

On en déduit que :

- pour 3 variables (2 commandes), il faut un multiplexeur à 4 canaux,
- pour 4 variables (3 commandes), il faut un multiplexeur à 8 canaux,
- etc.

Exemple

Soit à générer la fontion :

$$F = \overline{B}\,\overline{C} + ABC + A\overline{B}C + \overline{A}B\overline{C}$$

Cette fonction comporte trois variables : A, B et C.

Il faut donc un multiplexeur à quatre canaux.

Aux trois lettres A, B, C, on fera correspondre les trois valeurs D_x, S_0et S_1, utilisées dans la fonction générale vue précédemment. On écrit côte à côte les deux relations et on identifie : $S_0 = B$, $S_1 = C$.

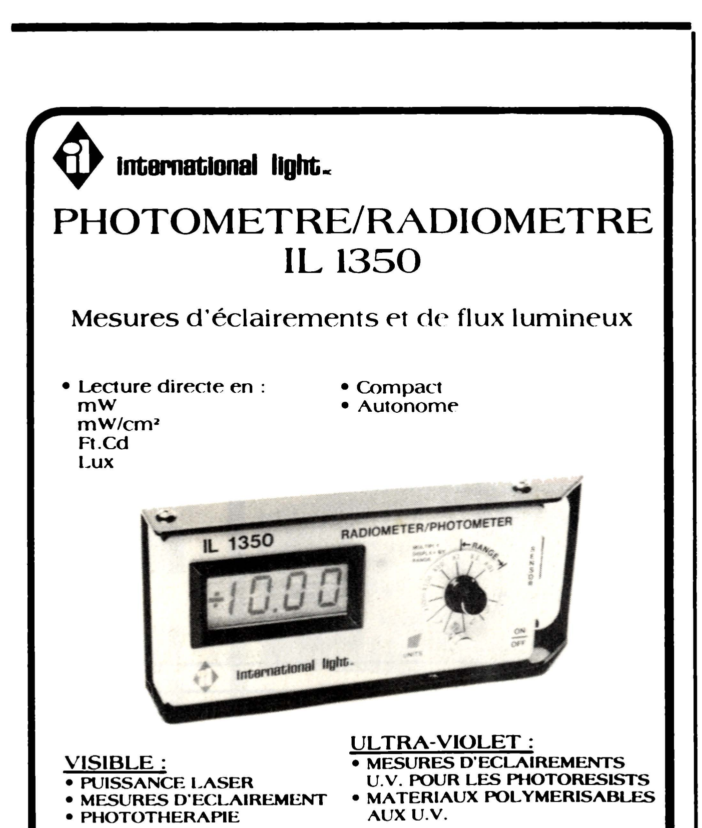
$$F = 1\,\overline{B}\,\overline{C} + ABC + A\overline{B}C + \overline{A}B\overline{C}$$

$$F = D_0 \overline{S_0}\,\overline{S_1} + D_1 S_0 \overline{S_1} + D_2 \overline{S_0} S_1 + D_3 S_0 S_1$$

Soit :

$D_0 = 1$; $D_1 = \overline{A}$; $D_2 = A$; $D_3 = A$

D'où le schéma final de la **figure 2**.



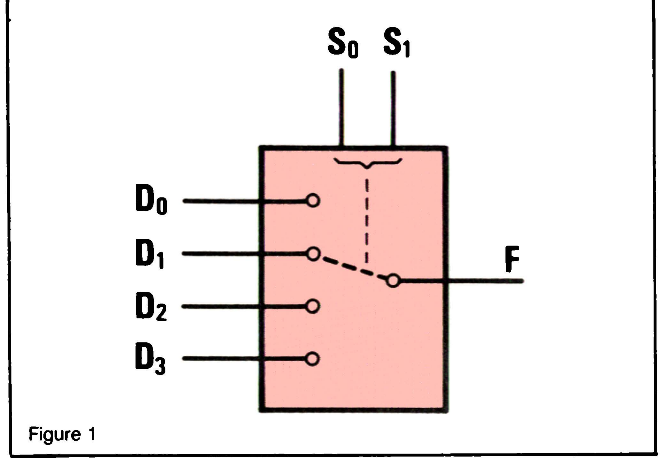


Figure 1

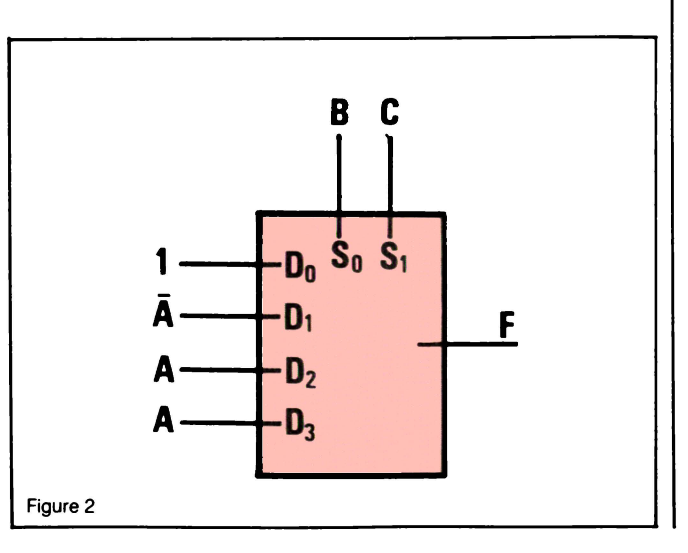


Figure 2

Multivibrateur astable à amplificateur opérationnel

Le montage de base est donné à la **figure 1**.

ϵ est un coefficient qu'il est commode d'utiliser pour les calculs et dont la valeur est : $\epsilon = R_1/R_1 + R_2$.

Le signal présent sur l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel, comme on peut le voir sur la **figure 1**, prend une allure différente selon la valeur de ϵ. En effet, si ϵ diminue, l'amplitude du signal aux bornes du condensateur en fait autant ; le flanc de la dent de scie se linéarise, car il devient une faible partie des exponentielles de charge et de décharge.

La valeur exacte de la période est :

$$T = 4{,}6\,R\,C \cdot \log_{10} \frac{2\,R_1 + R_2}{R_2}$$

si ϵ est très inférieur à l'unité, la relation se simplifie et devient :

$$T = \frac{4\,R\,C\,R_1}{R_2}$$

Dans les deux cas, la valeur crête-à-crête du signal de sortie est de deux fois la tension de saturation.

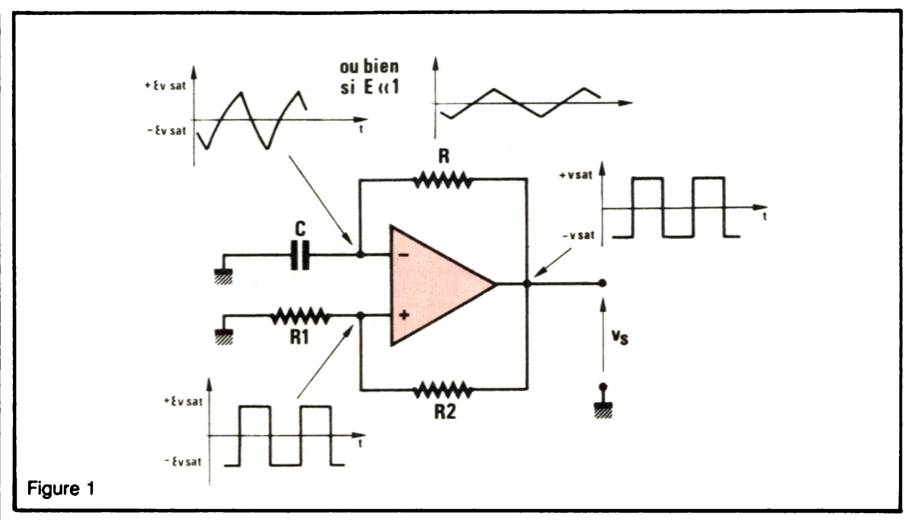


Figure 1

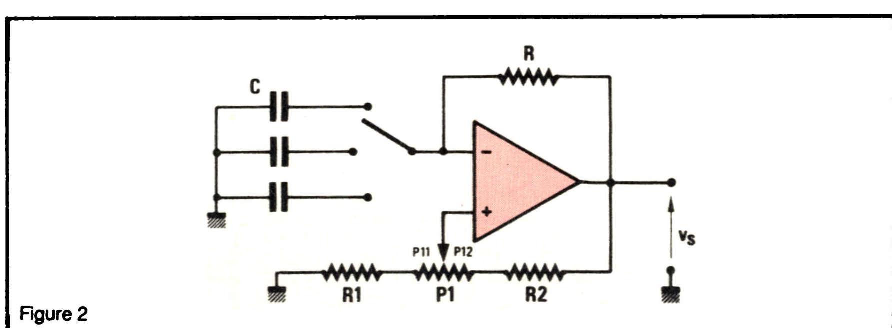


Figure 2

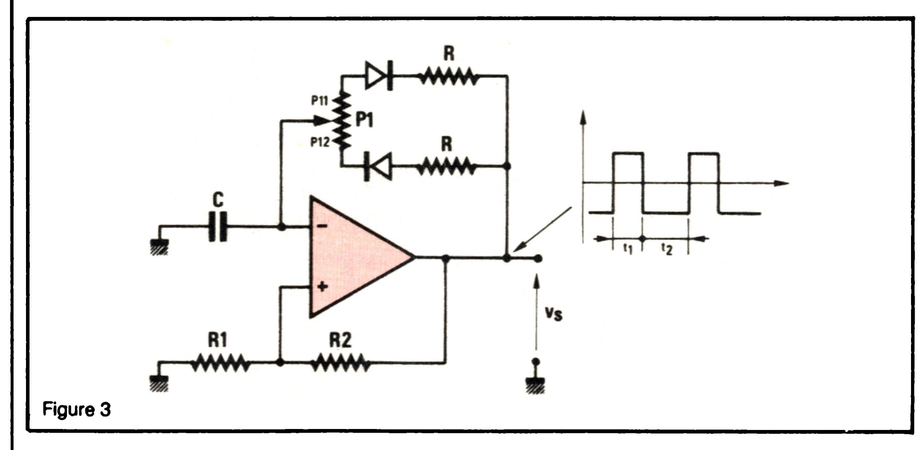


Figure 3

Variantes

- **Montage à période réglable**

Il est représenté à la **figure 2.** Les gammes de fréquence se règlent par différentes valeurs de C. Le réglage fin est obtenu par le potentiomètre P_1. Si l'on appelle P_{11} et P_{12} les deux résistances composant le potentiomètre de part et d'autre du curseur, on définit la période par :

$$T = 4\,R\,C \cdot \frac{R_1 + P_{11}}{R_2 + P_{12}}$$

- **Montage à rapport cyclique variable**

Dans cet exemple (voir **fig. 3**), la période est indépendante du réglage de P_1 :

$$T = 2\,C \cdot (2\,R + P_1) \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

En revanche, P_1 sert au réglage du « facteur de forme » :

$$\eta = \frac{t_1}{t_2} = \frac{R + P_{12}}{R + P_{11}}$$

Les relations données ci-dessus s'entendent toujours avec $\epsilon \ll 1$.

- **Montage avec polarisation**

On peut voir sur la **figure 4** que l'on applique une tension continue de polarisation E_0 à l'entrée ($E_0 < v_{sat}$).

La définition du signal de sortie est la même que pour le montage précédent.

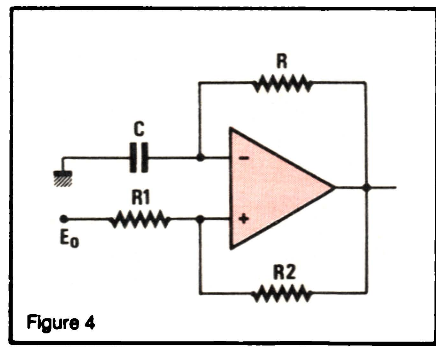
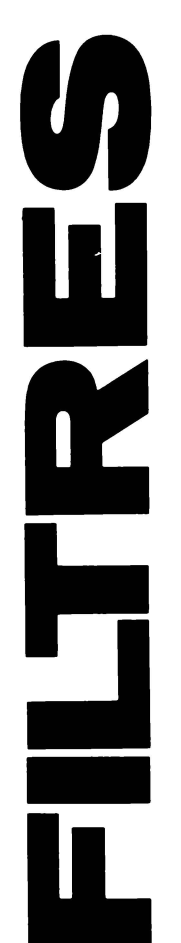
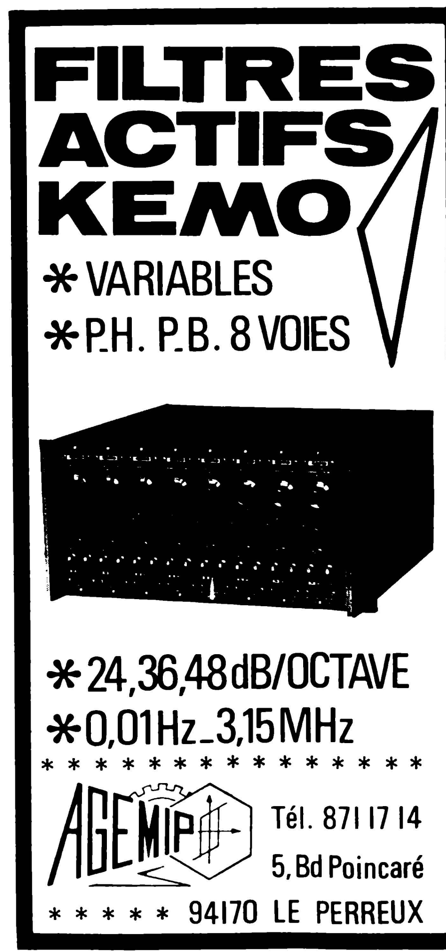


Figure 4



SERVICE-LECTEURS N° 15





SERVICE-LECTEURS N° 16

Distributeurs doseurs

Produits de viscosité moyenne

Liquides et solvants

Pâtes visqueuses

Également dans notre gamme les colles époxides, les colles à polymérisation UV et les sources de lumière UV

épotecny

10 impasse Latécoère 78140 Vélizy
Tél. (3) 946 69 34 Télex EPOTECN 693

SERVICE-LECTEURS N° 17

NEC

NEC Electronics (France) S.A.

Microprocesseurs
16 bits CMOS 70108 et 70116

Périphériques complexes
Contrôleur graphique
Synthèse et reconnaissance de parole

Circuits linéraires

Monochips
4, 8 et 16 bits

Mémoires
64 K et 256 K RAM

Super capa jusqu'à 1 Farad

Circuits prédiffusés et précaractérisés CMOS, TTL, ECL

FIP affichage fluorescent

CCI

Distributeur officiel :
5, rue Marcelin-Berthelot
Z.I. - 92160 Antony

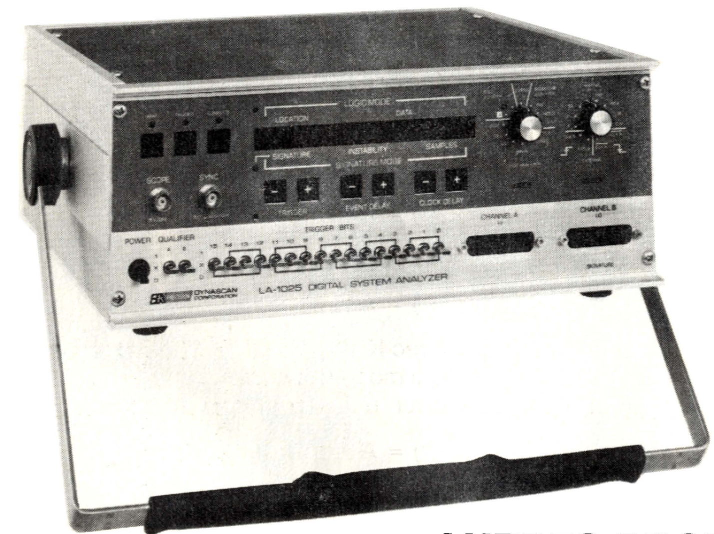
Tél. : (1) 666.21.82 Télex : 203 881

Agence Rhône-Alpes : 67, rue Bataille - 69008 Lyon
Tél. : (7) 874.44.56 Télex : 375 456

birepub 830

SERVICE-LECTEURS N° 18

MAINTENANT LA LOGIQUE EST SIMPLE...



B+K PRECISION DYNASCAN CORPORATION

Analyseur logique

LA 1020

- 16 voies
- 20 MHz
- 256 mots de mémoire
- Economique : **28 939 F** ★

(★) Prix HT au 1/3/85.

AUTRES PRODUCTIONS :

- FREQUENCEMETRES - COMPTEURS
- GENERATEURS DE FONCTIONS
- OSCILLOSCOPES
- ALIMENTATIONS STABILISEES
- ALIMENTATIONS ININTERRUPTIBLES
- CONTROLEURS TRANSISTORS EN CIRCUIT
- TRANSISTOR METRES
- CAPACIMETRES
- GENERATEURS D'IMPULSIONS

— **Catalogue sur demande** —

BLANC MECA ELECTRONIQUE

FONTGOMBAULT ZI - 36220 TOURNON-SAINT-MARTIN
Tél. (54) 37.09.80 - Télex 750446

SERVICE-LECTEURS N° 19



Conception et applications d'un code détecteur et correcteur d'erreurs

Orientée vers des applications de type télécommunications, l'étude qu'on va lire fait le point sur les codes de détection et de correction des erreurs dans les systèmes de transmission.

Elle est centrée sur le procédé de modulation appelé « delta linéaire ».

Des schémas d'application (circuits émetteur et récepteur) y sont proposés à titre d'exemple.

Généralités sur les codes

Parmi les problèmes que l'on rencontre actuellement dans le domaine de la transmission numérique, certains sont d'ordre technique, pratique ou théorique ; il s'agit de les étudier en vue d'obtenir une qualité optimale de transmission.

D'abord, on a recours aux algébristes et à leur connaissance de la structure mathématique précise du code d'erreur.

Puis aux probabilistes, qui s'attachent moins aux problèmes du codage que les algébristes, pensant que cela peut se résoudre avec un choix aléatoire, et s'intéressent aux algorithmes du décodage.

Enfin aux « amateurs de la pratique », qui exprimentent codes et algorithmes sur les canaux de transmission réels et qui découvrent que le résultat des modèles mathématiques sont parfois malaisés à mettre en pratique.

Les codes peuvent être divisés en deux catégories :

– Les codes en blocs (analyse mathématique).

– Les codes convolutionnels (conception d'algorithmes).

La modulation

Présentation (fig. 1)

Avant de passer aux codes utilisés et aux techniques employées actuellement, donnons un aperçu de la nature de la source.

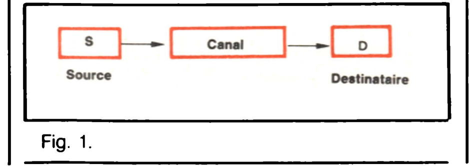


Fig. 1.

Dans les techniques classiques de modulation, on peut noter que :

$f(t) = A(t) \cos [\omega t + \varphi(t)]$

pour une modulation d'amplitude :

$f(t) = A(t) \cos (\omega t + \varphi)$

pour une modulation de phase :

$f(t) = A \cos [\omega t + K_1 V(t)]$

avec $K_1 V(t) = \varphi(t)$, V(t) étant le signal qui module la porteuse,
pour une modulation de fréquence :

$f(t) = A \cos [\omega t + K_2 \int V(t)\, dt]$

avec

$$K_2 V(t) = \frac{d\,\varphi(t)}{dt}$$

Si maintenant la porteuse est une série d'impulsions de période T, nous aurons à étudier les cas suivants :
« P.A.M. » (« Pulse Amplitude Modulation »)
« P.D.M. » (« Pulse Duration Modulation»)
« P.P.M. » (« Pulse Position Modulation »)

Un dernier cas serait une combinaison des catégories ci-dessus : PPM-FM, PDM-PM, PPM-PM, etc.

Dans cette évolution de la façon de transmettre, on pourrait citer la PAM-PCM et sa variante la DM (Modulation Delta).

La différence essentielle entre PCM et DM, c'est que, pour la première, l'information relative à l'amplitude instantanée du signal se transmet en tant que mot numérique avec *n* bits, tandis que pour la DM, ce qui est transmis est le rythme de la variation de l'amplitude, en tant que mot numérique à un bit. Les blocs-diagramme de la **figure 2** représentent le modèle DM. Ici, il faut noter qu'il y a plusieurs systèmes de DM, selon le type de la contre-réaction. Plus précisément, nous avons un système « Staircase » (intégration en échelle) et des systèmes avec une contre-réaction RC. Les seconds offrent un coefficient de bruit plus faible. Le schéma de la **figure 3** montre le signal d'entrée x(t), l'approximation due à la quantification, et le signal de la sortie numérique.

Modulation delta linéaire

Quand le pas de la modulation est constant, la DM est dans ce cas linéaire.

Cette modulation présente les inconvénients suivants : comme le pas Δ est constant, de petites valeurs de ce pas produisent une distorsion (« overload ») pendant les variations rapides de la pente du signal ; de plus, de grandes valeurs de Δ introduisent un bruit important dû à la quantification. Ces inconvénients ne s'appliquent pas à la modulation Δ non linéaire qui est souvent préférée à la première.

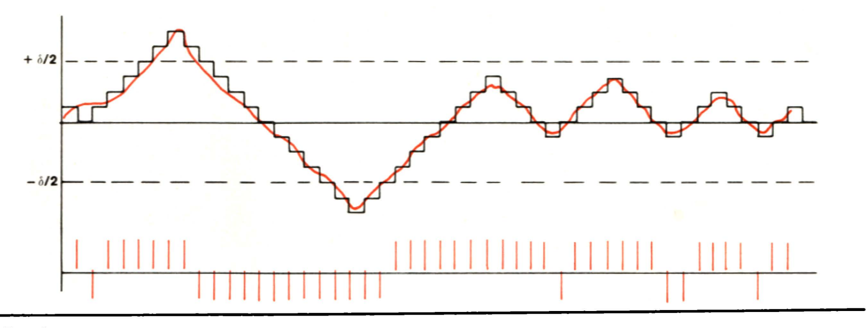


Fig. 3.

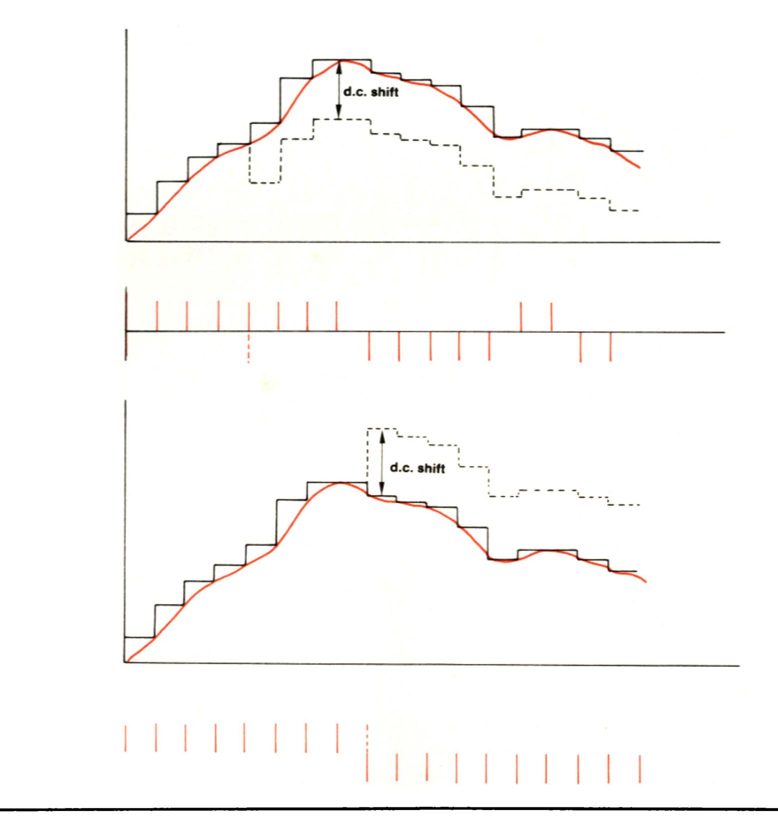


Fig. 4.

Dans notre domaine de la modulation delta, on peut constater que les anomalies sont :

– Un déplacement d.c. du niveau du signal.
– Une variation de pas du démodulateur.
– Une combinaison des deux cas précédents **(fig. 4a et b)**.

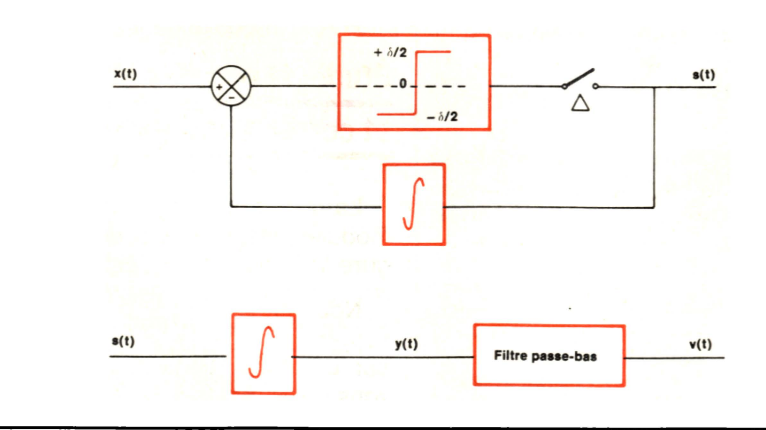


Fig. 2.



Description d'un modulateur de DM linéaire

Il faut d'abord transformer un signal analogique en un signal numérique, ce qui peut se faire de plusieurs façons. Nous avons adopté le système de la **figure 5** qui correspond aux qualités exigées.

En examinant de façon plus détaillée le bloc-diagramme de cette figure, on en déduit un autre bloc-diagramme

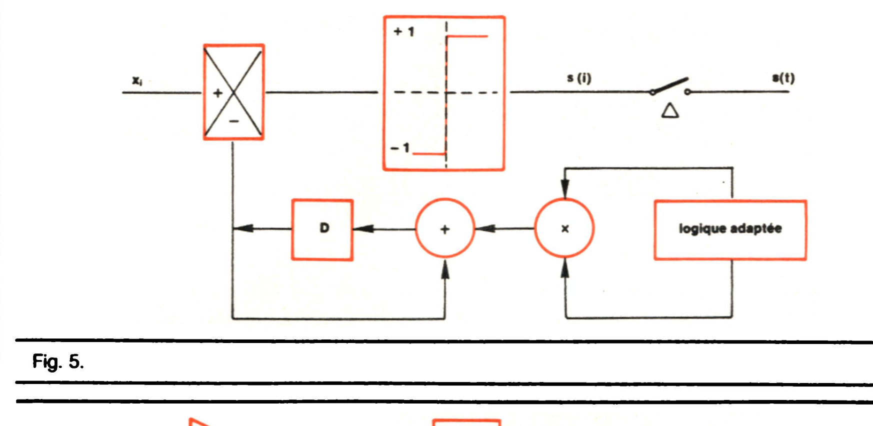


Fig. 5.

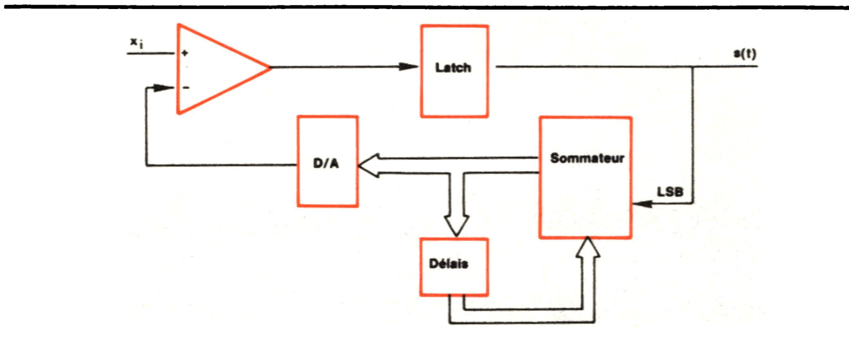


Fig. 6.

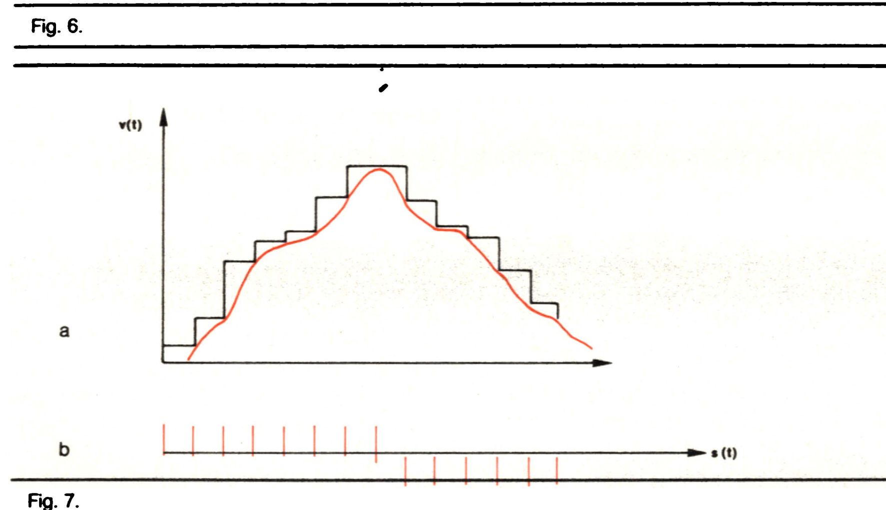


Fig. 7.

(fig. 6) qui nous aidera à passer à la réalisation.

Dans ces figures : x(i) est le signal analogique à transmettre, et s(t) est la sortie numérique qui représente le rythme de la variation de x(t) en tant que mot numérique à 1 bit.

x(t) est comparé au signal analogique issu du convertisseur D/A et un « tout ou rien » à l'entrée du latch représente s(t) à l'instant (t-1).

Le sommateur effectuera une incrémentation si le LSB est 1, et une décrémentation si le LSB est 0.

Ainsi, nous avons les combinaisons 01H (en hexadécimal) et 0FFH à l'entrée du convertisseur.

Le signal analogique, issu du convertisseur, doit être inversé car il sera en logique négative par rapport à x(t) **(fig. 7).**

Ce signal constituera le seuil de comparaison pour x(t).

Le signal de sortie est ainsi celui de la **figure 7b.** On constate que le message est codé selon la vitesse de variation de x(t).

Les erreurs, leur correction

Il est temps maintenant de se préoccuper du développement d'un code de correction.

Dans tous les canaux des systèmes de télécommunications, on observe des influences imprévues et le signal à la sortie du système-récepteur peut ne pas être exactement le même que le signal initial.

L'examen de la nature de la source d'erreur est toujours positif et permet souvent de protéger l'information.

Les erreurs sont propres au canal de transmission. On peut distinguer le bruit en général, qui représente plusieurs sources d'erreurs. Beaucoup de chercheurs assimilent toute intervention externe au canal à du bruit. Les plus sages considèrent que toute erreur captée par le canal n'est qu'une erreur de conception, parce que la nature du signal n'est pas conforme aux caractéristiques du canal. Le problème est que les besoins et les contraintes économiques exigent une normalisation de la nature du signal.

La solution efficace est de doter le signal d'une forme (longueur, grandeur, code, nature, etc.) qui le protégera d'un bruit quelconque. On ne fait donc pas autre chose que créer des signaux difficilement déformables du point de vue « information ». Avant de développer le mécanisme de correction, il est important de noter ce qui se passe en modulation Δ linéaire, si une erreur est introduite dans le signal.

Nous constatons que l'erreur entraîne un déplacement du niveau, égal à 2Δ, quelle que soit l'erreur **(fig. 8).** Car en Δ linéaire, le pas d'échantillonnage est constant et le niveau (l'unité de variation du signal) est constant et égal à Δ. Il suffit donc, pour corriger, de provoquer une augmentation, ou une diminution, de niveau de 2Δ.

Mais pour cela il faut connaître le moment opportun où l'erreur se produit.

Nous verrons par la suite comment se passer de cette petite contrainte.

Etude d'un code détecteur et correcteur d'erreurs

La **figure 9** donne le schéma du modulateur linéaire (émetteur) et la **figure 10** le schéma du récepteur.

Nous avons une suite de bits série, evoyée dans le canal de transmission par un modulateur Δ, et nous recevons des bits série au récepteur DM ; il s'agit de reconstituer le message s'il y a erreur.

On affectera au message deux bits de code qu'on supposera toujours vrais (pas d'erreur sur ces deux bits).

Supposons n les bits du message, N le nombre des bits à 1. Donc n – N représente le nombre des 0 dans le message.

Comme il s'agit d'une transmission série, donnons au message une dimension temporelle. Du moment où l'on connaît le pas de modulation, ou de démodulation, une simple numérotation des bits suffit pour les distinguer les uns des autres.

Admettons donc, pour la suite, que : 4N, 4N+1, 4N+2, 4N+3 sont les emplacements des quatres premiers bits, si N = 0, des quatre suivants, si N = 1, etc.

Le deuxième bit du code, s'il est à 0, nous indiquera que le nombre reçu, des 0 ou des 1, est de type 4N ou 4N+1. Si par contre ce bit est 1, cela voudra dire que le nombre reçu est de type 4N+2 ou 4N+3. Cela parce qu'il faut bien contrôler tout le message. Ainsi, si l'erreur arrive sur un bit quelconque, comme nous contrôlons ce bit, elle sera détectée. Nous voyons bien que le présent algorithme ne pourra jamais détecter plus d'une seule erreur, sauf si les erreurs sont du même type.

On détectera par exemple une erreur qui transforme un 0 en 1, et *vice versa*, car nous allons savoir à la réception que le nombre des 1 et des 0 a changé. Mais s'il y a deux erreurs, on n'aura pas forcément un nombre différent correspondant aux 0 ou aux 1.

D'où l'hypothèse suivante : une seule erreur pour n bits de message, pour que ce code puisse être fiable.

Appelons, par simplicité, les deux bits de correction B1 et B2 et considérons les combinaisons possibles de B1, B2, et B'1, B'2, où B'1 et B'2 sont les mêmes bits de correction reçus au récepteur.

Ainsi on a :

B1 = B'1 (pas d'erreur),
B1 ≠ B'1 (il y a une erreur),

avec B2 et B'2 quelconques.

Quand on a, par exemple, B1 = 0, ce qui veut dire que le nombre des 0 ou des 1 est pair, et B2 = 0, ce qui veut dire soit 4N soit 4N+1, le tout signifie que B2 vaut forcément 4N car B1 = 0. Ainsi le nombre des 0 ou des 1 est parmi la série suivante :

0, 4, 8, 12, 16, 20...

et s'il y a erreur (B1 ≠ B'1), on aura reçu :

1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21...

Si on tient compte qu'une erreur se produit, et si on a reçu 11 zéros ou un, cela nous fait comprendre que le nombre exact des 0 ou des 1 reçus est 12.

Si on a reçu plus de 0 ou de 1 qu'on en a envoyé, cela veut dire qu'il y a eu un déplacement d.c. vers le bas. Donc il faut introduire un déplacement d.c. opposé (+ 2 Δ).

En examinant tous les cas possibles, on établit le **tableau 1.**

Pour être plus précis, on a choisi que B1 représentera le nombre de 0.

Donc :

Quand :
B2 = 0 et B'2 = 0 → + 2Δ (1)

Quand :
B2 = 0 et B'2 = 1 → – 2Δ (0)

de même pour B1 = 0 et B2 = 1   } F

On a :
B2 = 1 et B'2 = 0 → – 2Δ (0)

et :
B2 = 1 et B'2 = 1 → + 2Δ (1)

$F = \overline{B2 \oplus B'2}$

De même quand B1 = 1

B2 = 0 et B'2 = 0 → – 2Δ(0)
B2 = 0 et B'2 = 1 → + 2Δ (1)
B2 = 1 et B'2 = 0 → + 2Δ (1)
B2 = 1 et B'2 = 1 → – 2Δ (0)   } G

$G = B2 \oplus B'2$

Ce raisonnement nous est très utile car il nous permet de combiner les cas, et de simplifier les signaux de contrôle au récepteur qui permettront la correction.

Il faut voir maintenant que, au récepteur, le signal analogique est restitué par un convertisseur D/A. Un sommateur fera une incrémentation ou une décrémentation sur la valeur

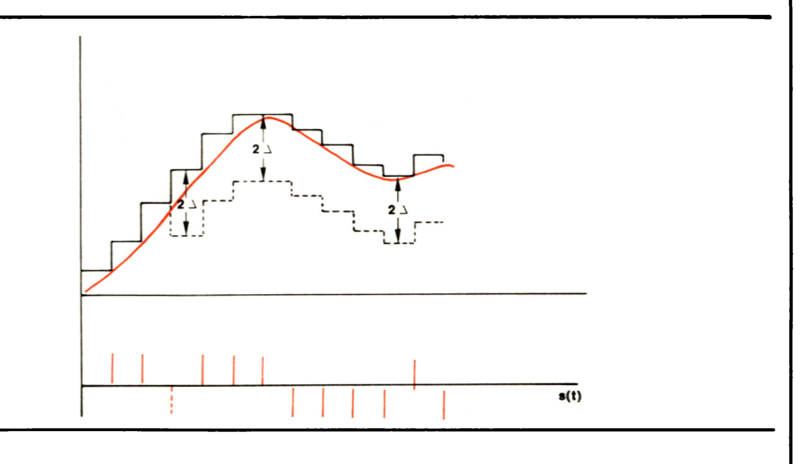


Fig. 8.

Emetteur		Récepteur		
B1 = SB = 0		B'1 = 1	SB' = 0	Correction
0	4K			
		1	4K + 1	+ 2Δ
4	4K	3	4K + 3	– 2Δ
		5	4K + 1	+ 2Δ
8	4K	7	4K + 3	– 2Δ
		9	4K + 1	+ 2Δ
		11	4K + 3	– 2Δ
12	4K	13	4K + 3	+ 2Δ
		15	4K + 3	– 2Δ
16	4K	17	4K + 3	+ 2Δ
		19	4K + 3	– 2Δ
20	4K	21	4K + 1	+ 2Δ

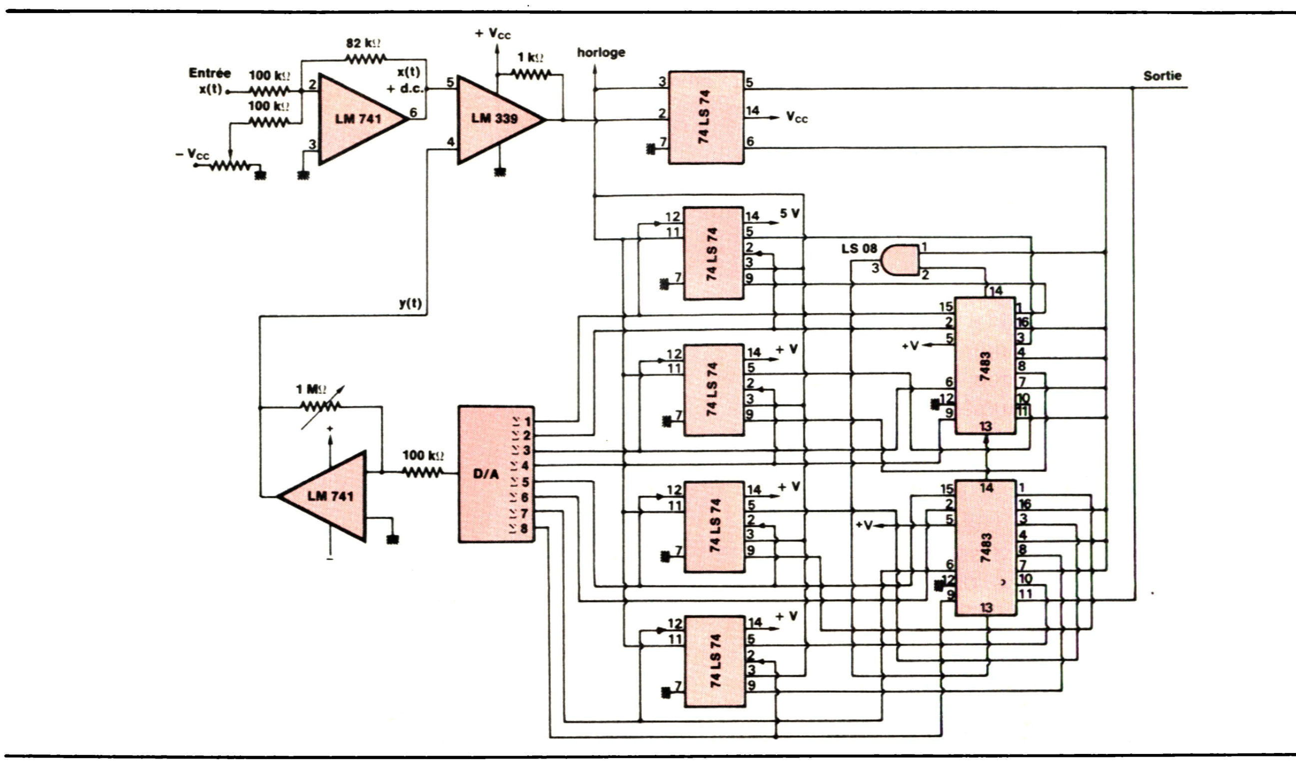

Entrée
x(t)
100 kΩ
100 kΩ
82 kΩ
– Vcc
LM 741
x(t)
+ d.c.
+ Vcc
1 kΩ
LM 339
horloge
74 LS 74
Sortie
Vcc
5 V
LS 08
7483
+ V
y(t)
1 MΩ
LM 741
100 kΩ
D/A

Fig. 9.

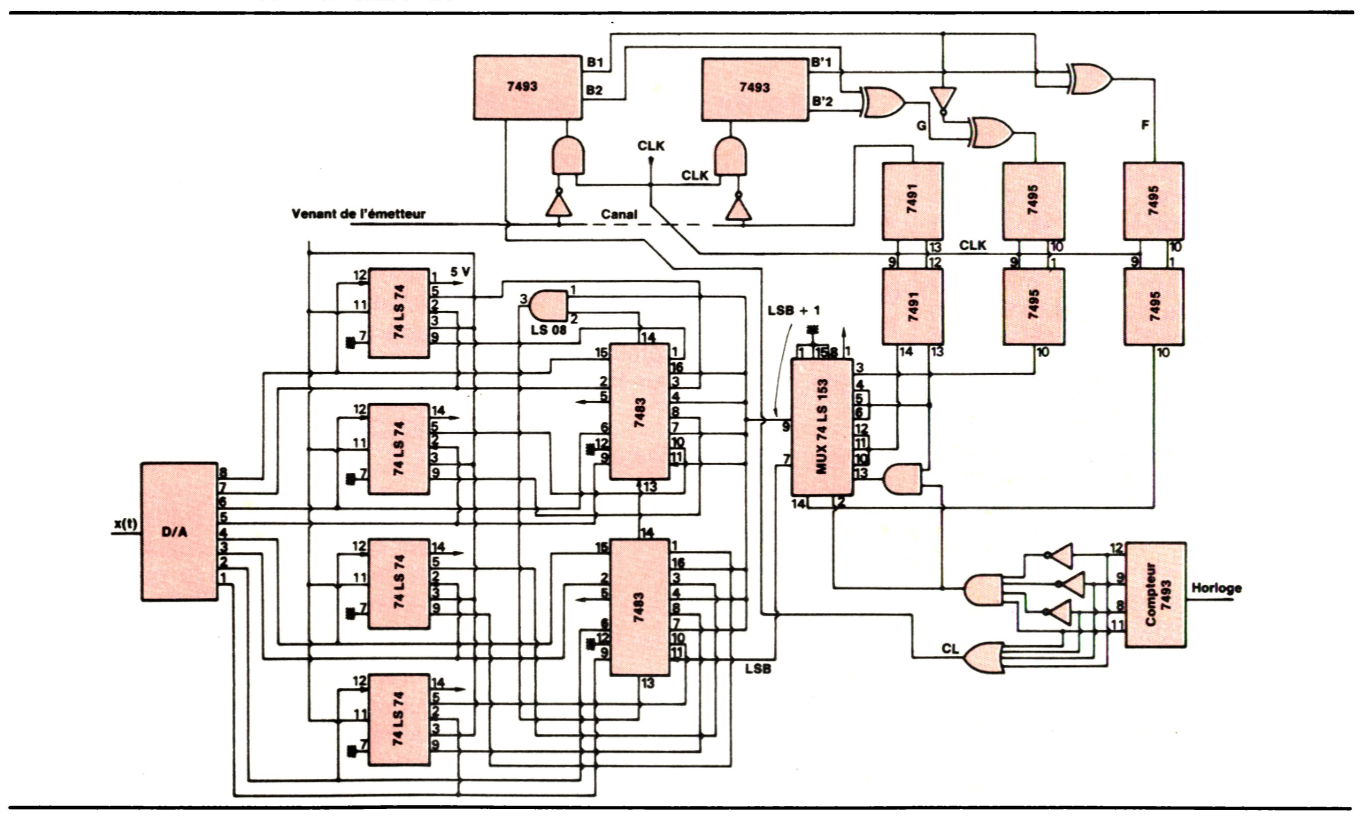

7493
B1
B2
B'1
B'2
CLK
G
F
Venant de l'émetteur
Canal
7491
7495
5 V
74 LS 74
LS 08
7483
LSB + 1
MUX 74 LS 153
x(t)
D/A
LSB
CL
Compteur 7493
Horloge

Fig. 10.

numérique présente à l'entrée du convertisseur, ce qui correspond à une variation de ± Δ de x(t). Et cela, quand nous n'avons pas une erreur à corriger. Mais une fois l'erreur introduite, outre la variation normale de ± Δ de la conversion, il faut ajouter une variation de ± 2 Δ, qui correspond à l'erreur. Ainsi le sommateur fera une addition de + 3Δ ou une soustraction de – 3Δ.

Nous ne savons pas où l'erreur se produit. Nous supposons que cela arrive avant ou après le bit qui correspond au milieu du message. De toute façon, nous ajouterons ou nous enlèverons au bit du milieu du message la quantité de 3Δ. Plus précisement, cela dépend si le bit en question est à 1 (+Δ) ou à 0 (–Δ), et s'il faut diminuer le niveau d.c. (– 2Δ) ou l'augmenter (+ 2Δ). Pour détecter les deux bits de tête du message (bits de correction), il faut doter le message d'un bit Start. Car il est indispensable de savoir quand le message commence. Il faut ensuite piéger les deux bits de tête, combiner pour créer les bits de contrôle nécessaires pour correction, puis commander de façon analogue le convertisseur D/A.

Une fois le bit Start détecté, et les deux bits de tête piégés, on compte les bits qui suivent. Ainsi on crée les bits B'1 et B'2 utiles pour la création des bits de contrôle. Il ne reste donc qu'à connaître le bit du milieu du message afin de se synchroniser en vue de la correction. Mais cela, on ne peut le savoir que si la longueur du message est connue ou bien, si on attribue au message, après les deux bits de tête, quelques bits pour indiquer la longueur du message. Ainsi nous avons pour un message jusqu'à 1 024 bits :

← Suite des bits →
L3 L2 L1 B2 B1 Start

L1, L2, L3 étant les 3 bits relatifs à la longueur qui donnent une des 2^3 possibilités : 8, 16, 32, 64, 128, 256, 512, 1024 bits, etc.

Donc, pour traiter une trame de cette dimension et pour doter le récepteur d'une utilisation satisfaisante, le lecteur a intérêt à utiliser une carte microprocesseur. Un « hard » à logique câblée serait satisfaisant pour les longueurs de 8, 16, 32 et peut-être 64 bits, avec tous les inconvénients que cela comporte. Mais examinons le processus de synthèse de cet algorithme si l'on applique un message de 16 bits.

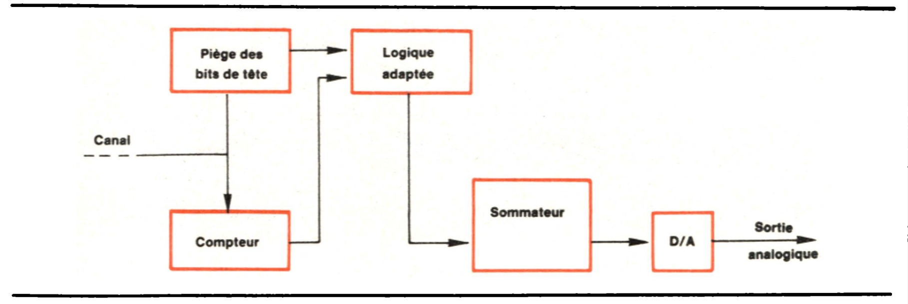


Fig. 11.

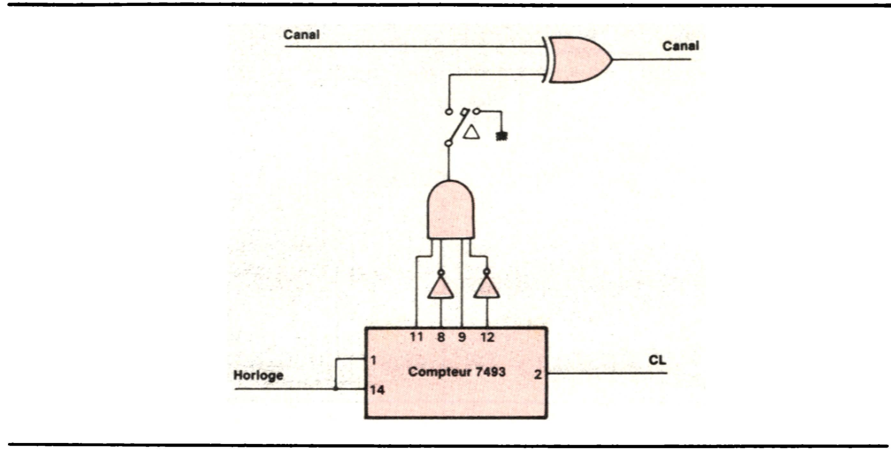


Fig. 12.

La longueur de message étant connue, il n'y a plus qu'à détecter le bit Start, puis piéger les deux bits de tête, et enfin compter le reste du message (16 bits).

Le tout consiste à contrôler le compteur qui comptera les 16 bits du message. Comme compteur, on utilisera un 7493 (compteur binaire). Il compte de 0 à F, sur front descendant.

Nous avons le résultat aux sorties $Q_DQ_CQ_BQ_A$.

S'il a compté un nombre pair, $Q_A = 0$, sinon $Q_A = 1$

Si le type est 2N ou 2N + 1, $Q_B = 0$, sinon $Q_B = 1$

Ainsi Q_A = B'1 et Q_B = B'2

Maintenant, il reste à assurer le début du comptage au bon moment et à piéger les deux bits de tête que l'on suppose sans erreur.

C'est là où l'on voit le peu d'intérêt que présente la logique câblée.

Ce qui nous intéresse est de piéger les deux bits de code, les fixer tant que l'on a pas reçu un second Start ou un Stop de message, et valider, avant la quatrième impulsion de l'horloge de synchronisation, à partir du bit Start, et après le passage de deux fronts correspondants aux bits de code, le compteur précédent. Ainsi le bloc-diagramme de la **figure 11** donne l'aspect global de l'application. A noter que pour des raisons de simplicité, on utilise le principe de fonctionnement, présenté par la **figure 10**, où le lecteur remarquera le circuit de simulation d'erreur présenté à la **figure 12**.

Conclusion

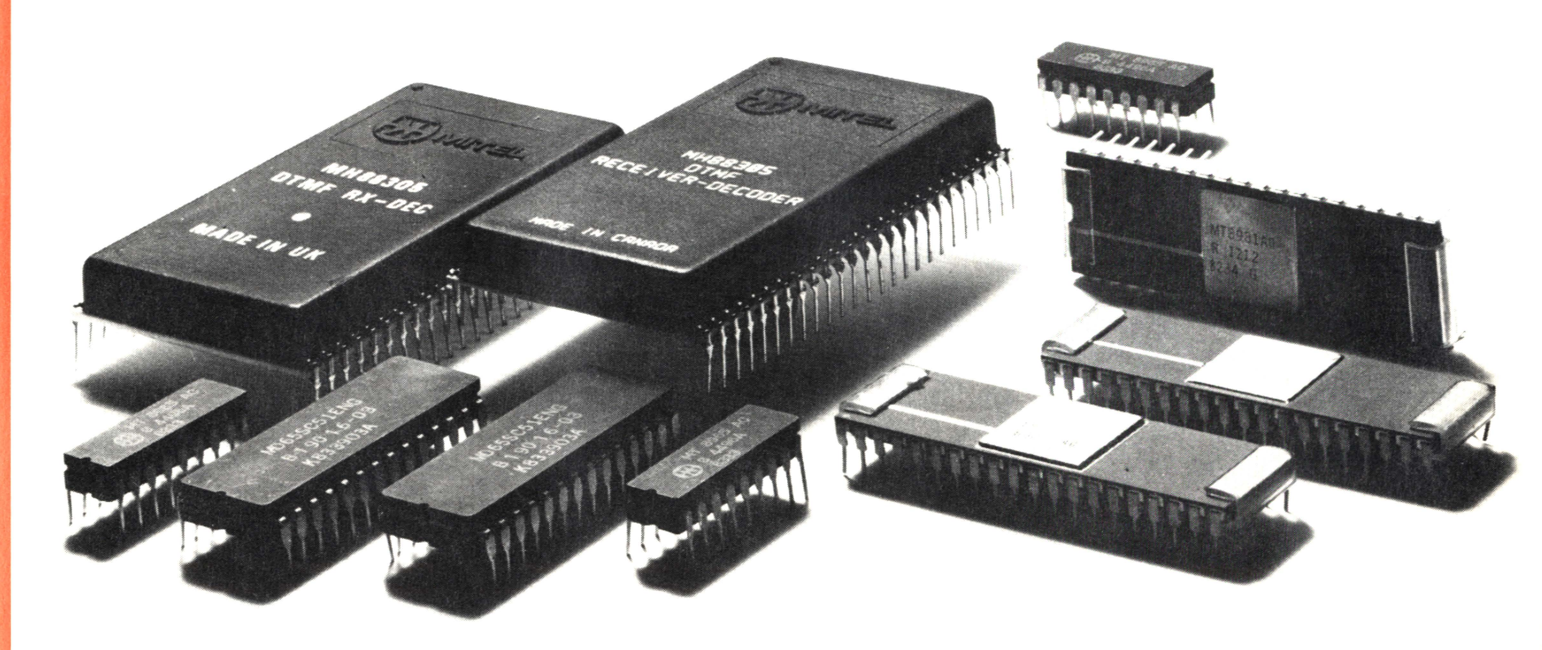
Le point le plus important de cette étude est la mise en évidence de l'erreur qui provoque le déplacement d.c. en ce qui concerne la modulation Δ linéaire, où le pas d'échantillonnage est constant.

Ce n'est plus la même chose en ce qui concerne la modulation Δ non linéaire, où le pas d'échantillonnage varie.

Tout ce qui touche à la transmission hertzienne est concerné par cette étude, où les applications d'algorithmes de détection et de codage sont innombrables. A noter que le prix de l'électronique utilisée dans les système de correction qui servent au contrôle des lignes de télécommunication est très élevé. Ce qui donne un avantage à ce petit code qui coûte vraiment peu.

A. Adonis

M I T E L



UNE GAMME COMPLETE DE CIRCUITS C-MOS POUR TELEPHONIE ET PERITELEPHONIE.

Numérotation.
- ML 8204 Sonnerie électronique.
- MT 4320 Numérotation décimale.
- MT 8804 Matrice analogique.
- MH 88500 Interface analogique d'abonné.

Interfaces réseau et abonné digitales.
- MT 897* Interface réseau T1/CC ITT Transmission voix/données.
- MT 8980/81 Matrice digitale.
- MT 8950 Codeur/décodeur de données.

Décodeur/récepteur.
- MT 8860/65 Décodeur/Filtre DTMF.
- MT 8870 Récepteur DTMF.
- MT 896* Cofidec.

Périphériques de micro-processeurs.
- Famille octale 54/74 HCT.
- MT 65 SC 51.
- MT 68 SC 21.
- MT 68 SC 40.

Pour en savoir plus, appelez notre Service Informations Téléphoniques (SIT) : (1) 757.31.33 ou écrivez à Technology Resources, 114 rue Marius Aufan, 92300 Levallois-Perret. Télex : 610 657. Télécopie : 757.98.67.

*Disponible en plusieurs exemplaires.



Domino Ketchum

SERVICE-LECTEURS N° 71

LE PILOTAGE INFORMATIQUE TECHNOLOGY RESOURCES SA

Genicom : le monde du silence

Ces imprimantes matricielles, au nombre de trois nouveaux modèles, ont la particularité de fonctionner avec un niveau de bruit très réduit : moins de 55 dB. Baptisées 3180 (3184), 3300 (3304), 3400 (3404), elles sont compatibles respectivement IBM PC ou Epson MX 80.

Travaillant au format ASCII 7 bits, plus parité optionnelle, elles sont interfacées série RS 232 C jusqu'à 9 600 bauds. Les interfaces parallèles Centronics et boucle de courant sont optionnelles.

Un affichage à diodes LED donne l'état des paramètres de l'imprimante, les résultats des diagnostics et alarmes.

Leurs vitesses d'impression sont de 180 à 400 cps en mode listing, de 45 à 100 cps en qualité courrier.

Les autres caractéristiques de ces modèles sont les suivantes.

En impression :

– Technique : bidirectionnelle avec recherche logique.

– Fonte : 96 caractères (ASCII/ISO) plus 16 jeux de caractères nationaux.

– Résolution graphique : 72 × 72 points par pouce ; 144 × 72 points par pouce ; 144 × 144 points par pouce (H × V).

– Mémoire tampon : 512 caractères (6 K en option).

En contrôle d'impression :

– Marge : gauche, droite, toutes positions.

– Tabulations horizontales : 22 positions absolues ou relatives.

– Haut de page : longueur de la page jusqu'à 559 mm (22 pouces).

– Tabulations verticales : 12 positions absolues ou relatives.

Sont également disponibles les options suivantes :

– Version 2, 4 ou 7 couleurs d'impression.

– Introducteur de documents manuel et automatique simple ou double bac.

– Caractères expansés.

– Codes à barres.

– Courrier et italique.

– Polices de caractères téléchargeables.

Genicom
Tél. : (1) 723.55.94



Imprimantes Genicom : le monde du silence...

UN ETALON DE TENSION A METTRE DANS SA POCHE DVC-350





Laboratoire

Le DVC-350 est l'instrument idéal pour calibrer : voltmètres, enregistreurs, oscilloscopes, convertisseurs A/D et V/F.
Il simule une sortie capteur, génère la tension référence pour régler un circuit.

Ne vous laissez pas abuser par ses dimensions. La précision du DVC-350 est celle d'un instrument de laboratoire.
Ce standard de tension fait l'unanimité pour tous les étalonnages sur le site.

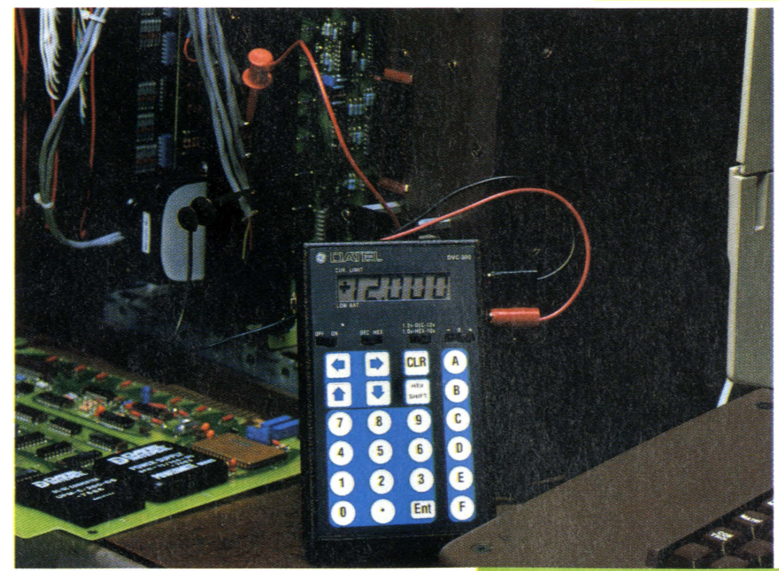
Son fonctionnement sur pile ou batterie rechargeable garantit une autonomie de 8 heures minimum.
La tension de sortie est contrôlée par un affichage à cristaux liquides.

Chaque digit peut être incrémenté et décrémenté unité par unité.
En mode "hex schift" la tension de sortie est multipliée ou divisée par 2 à chaque pression d'une touche.

L'étalonnage du DVC-350 ne nécessite aucun appareil externe, la procédure de calibration est interne.

- 4 gammes de sortie :
  ± 12,000 V / ± 10,000 V
  ± 1,2000 V / ± 1,0000 V
- Résolution : 100 µV
- Précision : ± 0,015%
- Courant de sortie : 20 mA max.
- Affichage décimal et hexadécimal.

Dépannage





Contrôle de fabrication



Division de INTERSIL DATEL SARL
217, bureaux de la Colline
92213 ST-CLOUD CEDEX
Tél. : (1) 602.57.11 - Télex : 204280 F

SERVICE-LECTEURS N° 74

Pour en savoir plus sur le **DVC-350,**
retourner cette carte-réponse à l'adresse ci-contre

Société ________________

Nom ________________

Adresse ________________

Code ________ Ville ________

________ Tél. ________

Chez Mors... on connaît la consigne

L'« analyse de la valeur » a été ici appliquée, à la demande de la SNCF, à un cahier des charges visant à créer une « armoire-consigne automatique », celle-ci devant remplacer le parc actuel, arrivé à la limite d'usure.

Fabriquée par *Mors* et primée à INOVA 85, la consigne « Logibag » a été étudiée pour répondre aux critères suivants : simplicité d'exploitation, maintenance économique, inviolabilité et sécurité.

A cet effet, Logibag possède une gestion complète du temps : date, heure (été ou hiver), contrôle des dépassements d'occupation... et une « comptabilité » : décompte des pièces de monnaie, délivrance du justificatif, statistiques.

Au niveau de la sécurité, des circuits d'alarme locale sont montés sur les casiers en même temps qu'une télésurveillance est possible (gestion du parc de consignes par ligne télécom et micro-ordinateur central). L'ouverture générale d'urgence est également prévue, en cas d'alerte terroriste par exemple.

Incrochetable et dédaignant le système à clé classique, Logibag est également simple d'emploi :

– l'usager dépose son bagage ;

– il acquitte la taxe ;

– un ticket individuel donne un code secret d'ouverture ainsi que les renseignements d'identification de la consigne ;

– la composition dudit code permet de récupérer le bagage.

Sur le plan technique, la nouveauté de Logibag est de posséder une logique de contrôle et de commande microprogrammée gérant plusieurs périphériques : visualisation, imprimante, lignes d'entrées-sorties, monnayeur, circuit d'alarme par ouverture de boucle, alimentation secourue (24 heures), ligne de télécommunication multipoints sans modem.

Le module technique est équipé d'un programme d'autodiagnostic pour localiser l'élément défaillant et faciliter le dépannage.

Mors
Tél. : (1) 225.80.50
Tx : 641 273



« Logibag » sur son stand, à INOVA 85.

Temporisateur digital SAB 0529:
La machine à fabriquer du temps

Le temporisateur digital programmable SAB 0529 de Siemens permet des "différés" extrêmement précis, de 1 seconde jusqu'à 31,5 heures. Alimentation et base de calcul: réseau 50 Hz.
Il peut commander directement triacs et relais. Il posséde 8 zones de temps à recouvrement et deux fonctions: "mise en route différée" et "arrêt différé".

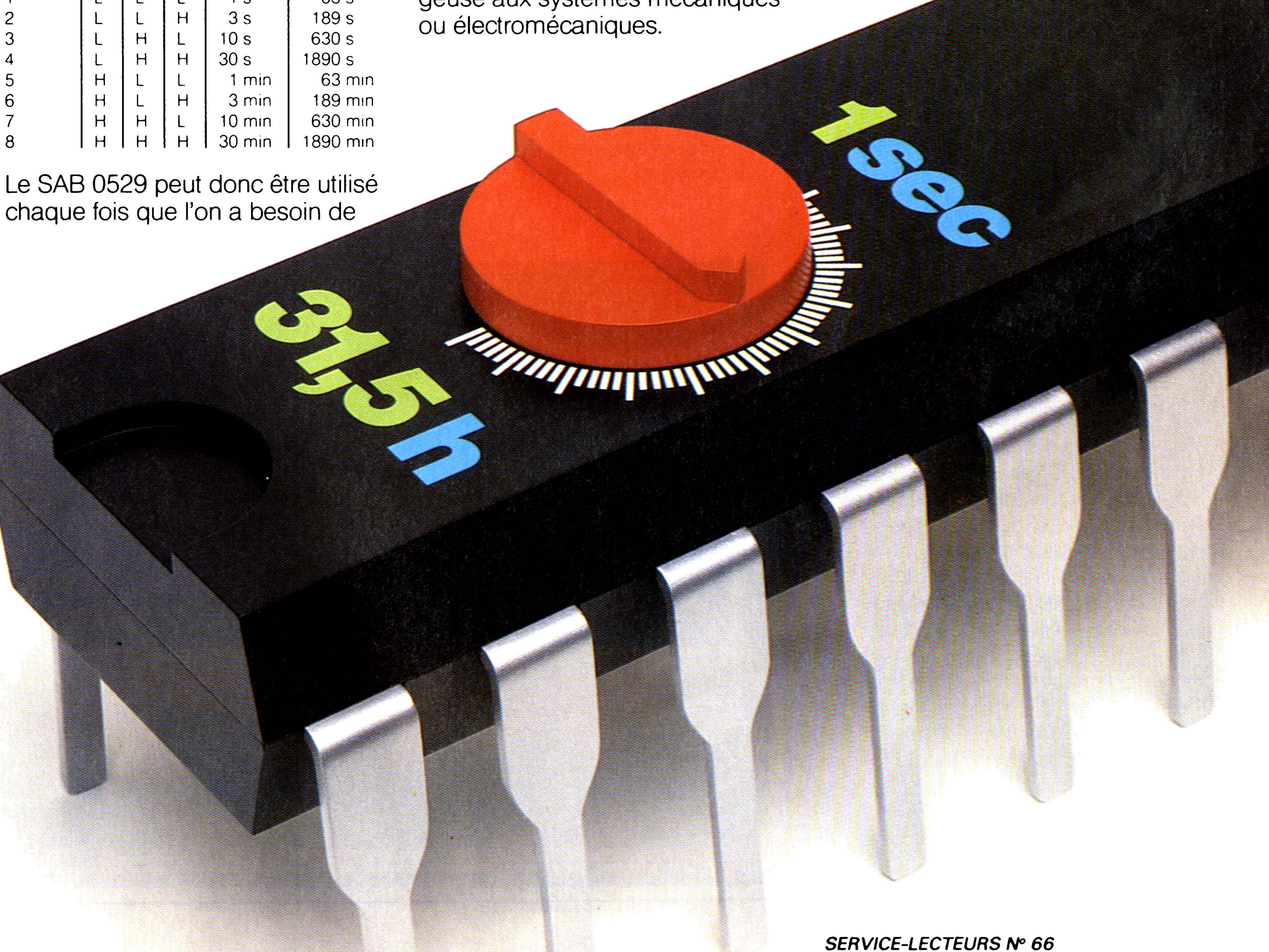
Zone de temps	A	B	C	Durée de base	Durée maximum
1	L	L	L	1 s	63 s
2	L	L	H	3 s	189 s
3	L	H	L	10 s	630 s
4	L	H	H	30 s	1890 s
5	H	L	L	1 min	63 min
6	H	L	H	3 min	189 min
7	H	H	L	10 min	630 min
8	H	H	H	30 min	1890 min

Le SAB 0529 peut donc être utilisé chaque fois que l'on a besoin de temporisations longue durée et précises. Par exemple: commandes de machines ou de systèmes industriels, interrupteurs de sécurité sur appareils de cuisson, machines à café, percolateurs, séchoirs à mains, extracteurs d'air pour salles de bains et WC, machines à sous, minuteries d'escaliers, systèmes d'alarme etc.

Le temporisateur digital longue durée SAB 0529 de Siemens est une alternative simple et avantageuse aux systèmes mécaniques ou électromécaniques.

Si vous souhaitez en savoir plus, écrivez ou téléphonez à:
Siemens S.A. Division Composants
B.P. 109
93203 Saint-Denis Cedex 01
Tél. (1) 820.61.20
Mot-clé: SAB 0529

Siemens: votre partenaire pour les circuits intégrés



METRIX MX 573

Le must du numérique, l'analogique en plus.



METRIX présente le premier multimètre qui associe les véritables avantages d'un multimètre électronique analogique à un multimètre numérique performant.

- 35 gammes, 8 fonctions.
- Double affichage analogique et numérique.
- Précision de base 0,1 %.
- Grande sensibilité AC et DC 20 mV.
- Impédance d'entrée de 10 Mohms.
- Mesures alternatives efficaces vraies.
- Bande passante 25 kHz.
- Mesure en dB.
- Ohmmètre linéaire rapide.
- Test diode calibré 1 mA.
- Testeur de continuité sonore actif < 20 Ohms.
- Grand cadran à échelle linéaire et miroir antiparallaxe.
- Protection électrique efficace.
- Robustesse mécanique.

LES MEILLEURES IDEES
SONT LES IDEES QUI VOUS SERVENT.



ITT metrix

ITT Composants et Instruments
Division Instruments METRIX

Chemin de la Croix-Rouge - BP 30	Agence de Paris
F 74010 Annecy Cedex	157, rue des Blains 92200 Bagneux
Tél. : (50) 52.81.02	Tél. : (1) 664.84.00
Télex : 385.131.	Télex : 202.702.

Agences : COLMAR. Tél. (89) 23.99.70 - Télex : 880.951 - LILLE. Tél. (20) 30.64.60 - Télex : 110.114 - LYON. Tél. (7) 876.22.49 - Télex : 300.506. - MARSEILLE. Tél. (91) 78.90.74 Télex : 430.673 - RENNES. Tél. (99) 51.64.66 - Télex : 740.983 - TOULOUSE. Tél. (61) 78.53.33 - Télex : 531.600.

SERVICE-LECTEURS N° 69

256K

TEXAS INSTRUMENTS
FRANCE

RAM dynamique
...disponible

EHB birgépub 791

almex

48, rue de l'Aubépine - Zones Industrielle - 92160 ANTONY
Tél. : (1) 666.21.12 - Télex : 250 067 - Télécopieur (1) 666.60.28

NUMERO VERT
APPEL GRATUIT
16.05.300.000

almex Lyon - Tél. (7) 866.00.66 - Tx. 375 187 - Tc. (7) 866.21.55 almex Rennes - Tél. (99) 51.66.16 - Tx. 741 034 - Tc. (99) 51.79.91 almex Toulouse - Tél. (61) 71.11.22 - Tx. 521 370 - Tc. (61) 71.01.85

SERVICE-LECTEURS N° 70



Calcul probabiliste : les combinaisons sans dépassement de capacité

En calcul probabiliste, on se heurte parfois à des débordements de capacité (Overflow Error) des machines à calculer et des ordinateurs, alors que le résultat reste dans les limites des nombres acceptables.

Un des exemples les plus courants de ces débordements est observé quand on emploie les « combinaisons », par exemple pour le calcul de probabilités suivant une loi binomiale. C'est pourquoi il était intéressant de concevoir un programme permettant d'éviter ces écueils. Le micro-ordinateur utilisé par l'auteur est un TRS-80 modèle 1, équipé de deux lecteurs de disquettes et d'une imprimante Seikosha GP-100A.

Toutefois, les trois programmes sont conçus pour être exécutés sur n'importe quel micro-ordinateur travaillant en Basic, exception faite des micros n'acceptant qu'une instruction par ligne, tel le ZX 81 ou certains « mainframes » (HP-1000...). Les modifications à faire dans ce cas restent cependant élémentaires (il suffit de décomposer les lignes). La seule instruction spécifique utilisée est le « CLS » de la ligne 100, qu'il faudra éventuellement remplacer par l'instruction commandant l'effacement de l'écran.

Les combinaisons

Les combinaisons sont couramment utilisées dans bon nombre de disciplines mathématiques, principalement en probabilités et en algèbre. Leur application la plus connue est probablement le calcul des coefficients du binôme :

$(a + b)^n$, coefficients donnés par $C_n^i a^i b^{n-i}$

La méthode de calcul la plus simple à programmer est sans nul doute celle qui fait appel aux factorielles ; en effet, la définition de la combinaison est :

$$C_n^m = \frac{n!}{m!\,(n-m)!}. \qquad (1)$$

Le **programme 1** donne un exemple de calcul de combinaison par cette méthode.

```
10  REM PROGRAMME  DE CALCUL  DE  COMBINAISONS A  L'AIDE  DE
FACTORIELLES
20 REM Ch. VERMEULEN, le 25 jan 85. Version 1.0
30 REM
100 CLS : REM "HOME" sur certaines machines
110 PRINT "              M"
120 PRINT "Calcul de C "
130 PRINT "              N"
140 PRINT
150 INPUT " Valeurs de N et M ";N,M
160 GOSUB 1000
170 CLS
180 PRINT TAB(10)M
190 PRINT TAB(9)"C    = ";C
200 PRINT TAB(10)N
210 END
999 REM Sous-routine de calcul de combinaisons
1000 C=1 : REM Initialisation
1010 ARG = N : GOSUB 2000 : C = C * FACT
1020 ARG = M : GOSUB 2000 : C = C / FACT
1030 ARG = N-M : GOSUB 2000 : C = C / FACT
1040 RETURN
1999 REM Sous-routine de calcul de factorielles
2000 IF ARG < 0 THEN PRINT "Valeur erronee" : STOP
2010 FACT =1
2020 IF ARG < 2 THEN RETURN
2030 FOR I1 = 2 TO ARG : FACT = FACT * I1 : NEXT
2040 RETURN
```

Programme 1

Hélas, cette méthode a un très gros défaut : le calcul des factorielles entraîne la manipulation de grands nombres, même si le résultat final est un petit nombre. Ceci peut entraîner un débordement de capacité de la machine, alors que le résultat est calculable. Voici un exemple assez significatif :

$C_{100}^{100} = 1.$

Mais le programme ne fournira jamais ce résultat, car le calcul de 100! provoque un débordement. Il faudra donc imaginer une autre méthode qui tienne compte des simplifications possibles.

La méthode

L'idée de base est tirée de la définition de la factorielle : n! = n (n–1) (n–2) ... 3.2.1. En remplaçant les factorielles de la formule (1) par leur expression en facteurs, on voit qu'on peut simplifier n! avec m! ou (n–m)! au choix. On obtient donc :

$$C_n^m = \frac{n\,(n-1)\,\ldots\,(n-m+1)}{m\,(m-1)\,\ldots\,2.1} = \frac{n\,(n-1)\,\ldots\,(m+1)}{(n-m)\,(n-m-1)\,\ldots\,2.1}$$

Afin de limiter les calculs le plus possible, nous choisirons la première expression ou la deuxième suivant le nombre de facteurs à calculer. Ceci se fera par un test : la première expression sera choisie si $n > m-n$, c'est-à-dire si $m < 2n$.

Le **programme 2** est une application de cette simplification. Il peut calculer un bon nombre de combinaisons qui entraînaient auparavant une erreur de débordement. Mais dans certains cas, l'erreur peut encore se produire, par exemple pour le calcul de :

$C_{110}^{50} = 6.275783\ 10^{31}$,

car le calcul du produit de tous les nombres entre 60 et 110 provoque le débordement. Il faut donc trouver un moyen de rester, tout au long du calcul, dans des limites raisonnables. Pour cela, nous devons faire suivre toute multiplication d'une division ou, en d'autres mots, réduire les deux boucles en une seule, grâce à un changement d'indice. Ceci est réalisable assez facilement, car on peut remarquer que le nombre de facteurs du numérateur est identique au nombre de facteurs du dénominateur. On peut donc écrire :

```
10     REM     PROGRAMME     DE     CALCUL     DE     COMBINAISONS
20 REM Ch. VERMEULEN , le 25 Jan 85. Version 2.0
30 REM
100 CLS : REM "HOME" sur certaines machines
110 PRINT "                M"
120 PRINT "Calcul de C "
130 PRINT "                N"
140 PRINT
150 INPUT " Valeurs de N et M ";N,M
160 GOSUB 1000
170 CLS
180 PRINT TAB(10)M
190 PRINT TAB(9)"C     = ";C
200 PRINT TAB(10)N
210 END
999 REM Sous-routine de calcul de combinaisons
1000 C=1 : REM Initialisation
1010 IF M=N OR M=0 THEN RETURN
1020 IF N < 2*M THEN 1080
1030 REM M <= N-M
1040 FOR I = N-M+1 TO N : C = C * I : NEXT I
1050 FOR I = 1     TO M : C = C / I : NEXT I
1060 RETURN
1070 REM N-M < M
1080 FOR I = M+1 TO N   : C = C * I : NEXT I
1090 FOR I = 1   TO N-M : C = C / I : NEXT I
1100 RETURN
```

Programme 2

```
10 REM PROGRAMME DE CALCUL DE COMBINAISONS
20 REM Ch. VERMEULEN, le 25 Jan 85. Version 3.0
30 REM
100 CLS : REM "HOME" sur certaines machines
110 PRINT "                M"
120 PRINT "Calcul de C "
130 PRINT "                N"
140 PRINT
150 INPUT " Valeurs de N et M ";N,M
160 GOSUB 1000
170 CLS
180 PRINT TAB(10)M
190 PRINT TAB(9)"C     = ";C
200 PRINT TAB(10)N
210 END
999 REM Sous-routine de calcul de combinaisons
1000 REM C=1 : REM Initialisation
1010 IF M=N OR M=0 THEN RETURN
1020 IF N < 2*M THEN 1070
1030 REM M < N-M
1040 FOR I = 1 TO M : C = C / I * (N-M+I) : NEXT I
1050 RETURN
1060 REM N-M <= M
1070 FOR I = 1 TO N-M : C = C / I * (M+I) : NEXT I
1080 RETURN
```

Programme 3

$$C_n^m = \frac{n\,(n-1)\,\ldots\,(n-m+1)}{m\,(m-1)\,\ldots\,2.1} = \overset{m}{\underset{i=1}{\pi}}\ \frac{n-m+i}{i}$$

ou

$$C_n^m = \frac{n\,(n-1)\,\ldots\,(m+1)}{(n-m)\,(n-m-1)\,\ldots\,2.1} = \overset{n-m}{\underset{i=1}{\pi}}\ \frac{m+i}{i}$$

où le symbole π signifie produit. Le **programme 3** est directement issu de cette modification de la méthode.

Ch. Vermeulen
Université de Louvain-la-Neuve (Belgique)

L'album 1984 *d'Electronique Applications* est disponible

Même si vous possédez la collection complète en exemplaires séparés, cet album a sa place dans votre bibliothèque.

Son prix à notre siège est de 90 F (+ 26 F de frais d'envoi).

Envoyez votre commande accompagnée d'un chèque à : *Electronique Applications,* 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.

ADHESIFS U.V.

Aujourd'hui, la pointe de l'innovation c'est l'assemblage par rayonnement ultraviolet

LOCTITE®

6 FONCTIONS ESSENTIELLES

COLLAGE : verre/verre, verre/métal; boutons, charnières, matériel d'optique...

FIXATION : emmanchements d'arbres et rotors de moteurs... bagues, roulements...

IMMOBILISATION : maintien des pièces après assemblage; conducteurs, composants, vis de réglage...

ETANCHEITE : connecteurs, bornes, contacts, bouchons, visserie.

REMPLISSAGE : relais, diodes, protection des vis, inviolabilité, logements, trous...

ENROBAGE : protection et étanchéité de composants, circuits imprimés, bobinages, transformateurs.

LES ADHESIFS U.V. LOCTITE : une large gamme de produits ayant toutes possibilités d'automatisation.

PEMA 2 B

GRATUIT : le guide pratique de l'assemblage U.V.

Je souhaiterais recevoir, sans engagement de ma part, le guide pratique LOCTITE de l'assemblage U.V.
EA 20.585

NOM

PRENOM

SOCIETE

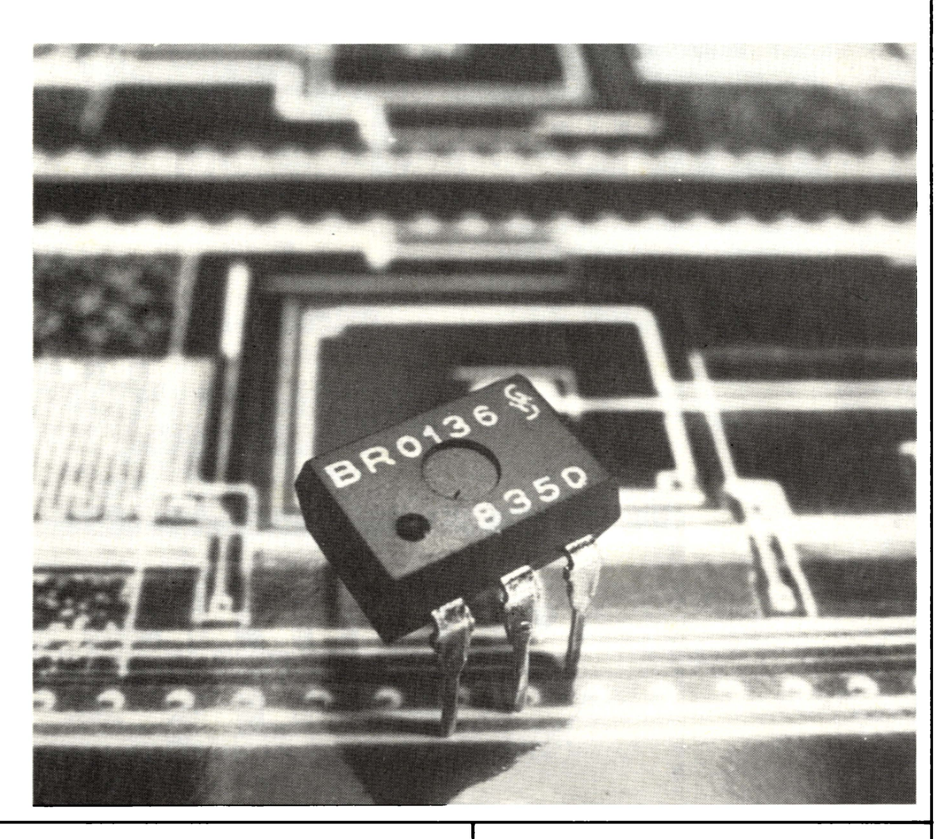
ADRESSE

FRAMET

SERVICE-LECTEURS N° 45

LES COMPOSANTS ACTIFS
de visu

Commutateur Sipmos 600 V alternatifs



Il s'agit d'un commutateur courant alternatif à photodéclenchement qui constitue un élément de liaison d'un prix intéressant entre la logique de commande (12 à 48 V) et l'électronique de puissance chargée de l'exécution (tension secteur 220 V). Le **BRT 12** avec commande par le point zéro se compose d'une diode électroluminescente en arséniure de gallium et, sur un chip de silicium, de deux thyristors antiparallèles, d'un photodétecteur et d'une commande intégrée.

La sensibilité d'entrée est inférieure à 2 mA et la tension inverse supérieure à 600 V. Entrée et sortie sont isolées l'une de l'autre ; la tension d'essai s'élève à 7 kV.

Siemens
Tél. : (1) 820.61.20

Redresseurs « Schottky » de puissance

Cette nouvelle série, référencée **55 HQ,** est destinée à fonctionner à une température de jonction de 150 °C sans dégradation de la tenue en tension.



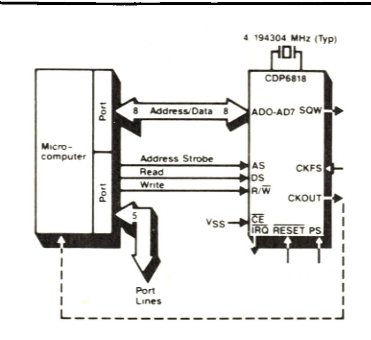
Ces types combinent une vitesse très élevée avec une chute de tension minimale dans le sens direct et sont en conséquence particulièrement utilisables dans des alimentations prévues pour des applications à faible niveau de tension, tels les systèmes d'ordinateurs à logique E.C.L.

La série 55HQ offre un courant direct moyen de 60 ou de 54 A et une chute de tension maximum dans le sens direct comprise entre 0,48 et 0,57 V. Ces diodes sont fournies dans le boîtier JEDEC DO-203AB (« DO-5 »).

International Rectifier
Tél. : (6) 920.70.50

Horloge temps réel

Capable de s'interfacer directement avec un grand nombre de microprocesseurs à structure de bus multiplexé du type « motel », l'horloge temps réel **CDP 6818** fournit un nombre important de fonctions liées au temps aux systèmes micro-ordinateurs. La puce comporte une horloge complète avec l'heure, une alarme et un calendrier portant sur 100 ans. S'y ajoutent une interruption périodique programmable, un générateur de signaux carrés et 50 octets de RAM statique à faible consommation pour usage général.



Ce dispositif C-MOS rapide s'interface aux bus 1 MHz tout en consommant un courant minimal (2 mA à 5 V et 1 MHz). En plus, ce dispositif fonctionne avec des tensions d'alimentation comprises entre 3 et 6 V, ce qui permet une sauvegarde aisée par batteries.

RCA
Tél. : (3) 946.56.56



COMPOSANTS ACTIFS

Ampli op faible bruit

Le nouvel amplificateur opérationnel monolithique **TP037** à faible bruit est présenté en boîtier TO 99 à 8 broches dans les gammes de température militaire et civile.

Sa bande passante est de 63 MHz pour une densité de bruit de 1 pA/$\sqrt{Hz}$.

Les applications principales sont :

– systèmes d'instrumentation de précision,
– intégrateurs de précision,
– audio-fréquence haute performance.

Teledyne Philbrick
Tél. : (1) 757.19.40

Circuits intégrés pour commande de moteurs

Ces deux circuits intégrés « demi-pont à 3 voies » sont destinés à piloter directement les moteurs sans balais à 3 phases des tables de lecture, des magnétoscopes et caméras.

Ils travaillent en mode saturé et délivrent, en montage push-pull, jusqu'à ± 1 A sous 30 V.

L'**UDN-2933B** travaille avec des niveaux d'entrée compatibles avec les logiques TTL et C-MOS 5 V, alors que l'**UDN-2934** a été développé pour travailler avec la logique C-MOS 10-15 V.

Ils sont présentés dans des boîtiers DIP 16 broches pouvant recevoir un radiateur.

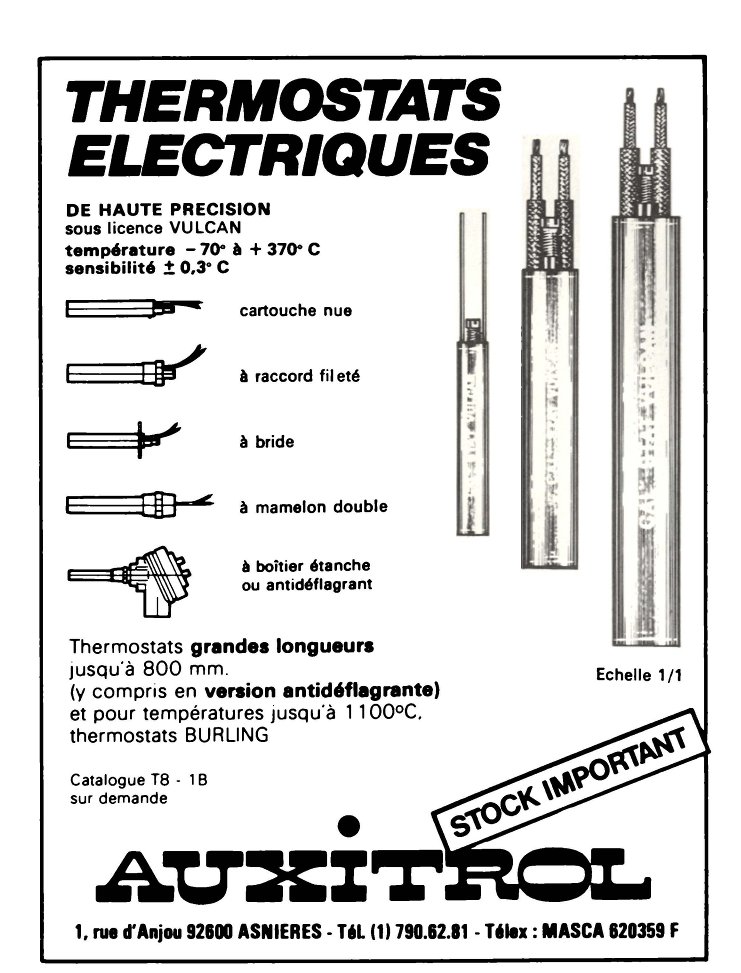
Sprague
Tél. : (1) 547.66.00

Temporisateurs de puissance

Ces deux temporisateurs de précision sont présentes en boîtiers DIP plastique, l'un de 14 broches (réf. : **ULN 2450A**), l'autre de 8 broches (réf. : **ULN 2451M**).

Ils peuvent piloter des charges jusqu'à 15 W et sont programmables de quelques ms à plusieurs jours.

Sprague
Tél. : (1) 547.66.00



SERVICE-LECTEURS N° 49



SERVICE-LECTEURS N° 50



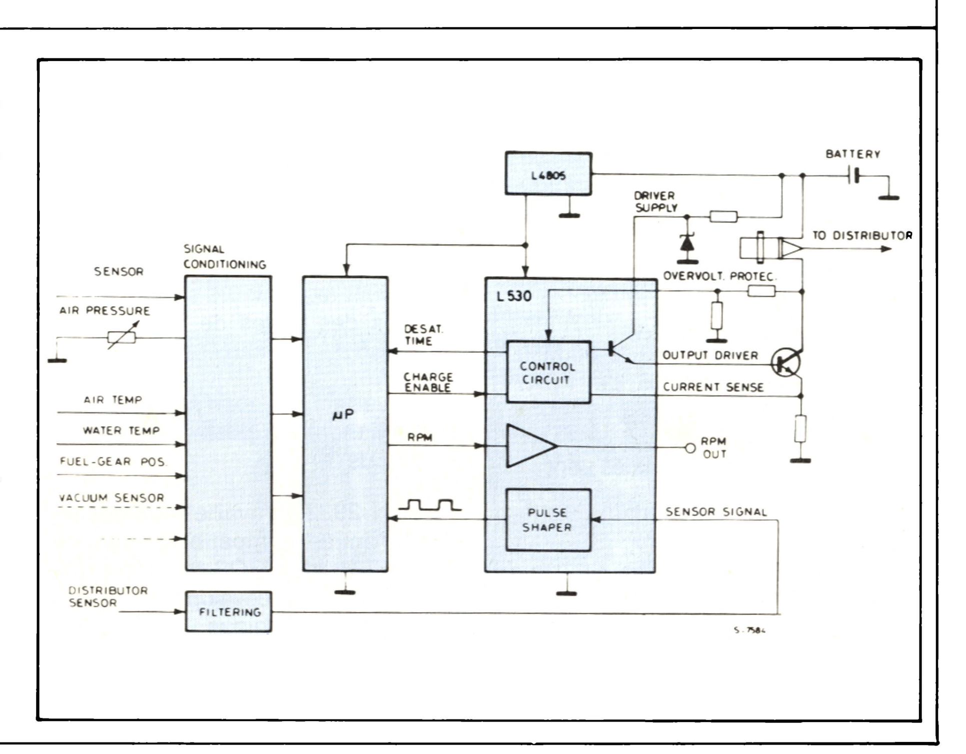
Circuit de dédection de niveau de liquide

Le **L4620** est un circuit intégré destiné à signaler une modification de niveau de liquide. Le traitement numérique du signal d'entrée assure un fonctionnement correct, même en présence de parasites.

Il utilise un capteur dont l'impédance varie en fonction de son immersion dans le liquide. Le capteur fait partie d'un pont d'impédance attaqué par un signal carré généré par le circuit intégré.

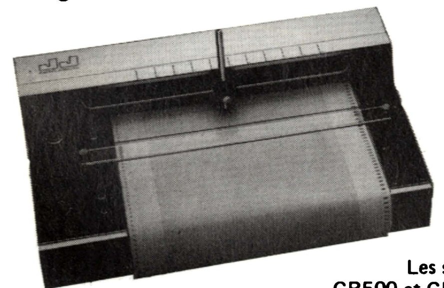
Présenté en boîtier minidip 8 broches, le L4620 peut délivrer un courant de sortie de 300 mA.

SGS
Tél. : (1) 657.11.33



Intéressé par des enregistreurs à bas prix?

Si la fiabilité et le prix sont plus importants que des spécifications exceptionnelles, choisissez-vous un de ces enregistreurs!



Les séries **CR500 et CR450** sont des instruments à bas prix, à présentation simple, disponibles avec 1, 2 ou 3 plumes. Ils sont très faciles à utiliser et ont une construction solide et une fiabilité exceptionnelle. La plupart des instruments comporte 6 gammes étalonnées de 1 mV jusqu'à 100 V avec contrôle par vernier pour sensibilités intermédiaires, 11 vitesses de papier à commande électronique de 0,1 mm/min à 10 mm/s, relève-plume électrique et marqueur d'évènements.

Prix à partir de **3380F** H.T.



J.J. LLOYD INSTRUMENTS S.A.
24 rue de la Gare 78370 PLAISIR France
Tél. (3) 055 51 41

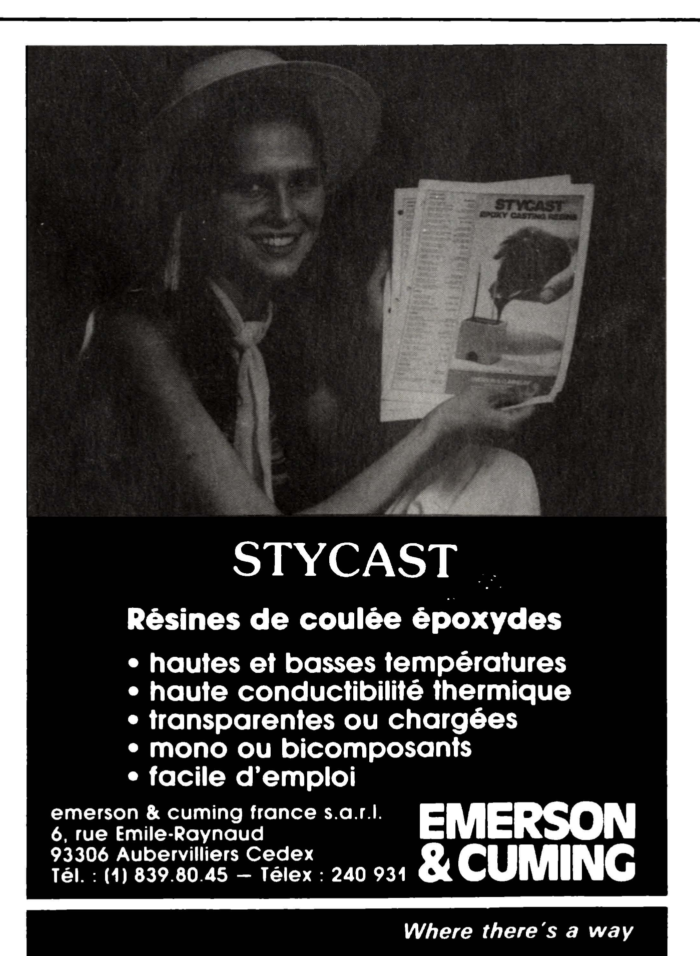
SERVICE-LECTEURS N° 51



SERVICE-LECTEURS N° 52



SERVICE-LECTEURS N° 54



SERVICE-LECTEURS N° 53

SYSTÈME DE MESURES D'IMPÉDANCES

Analyse Statistique
Tri de composants passifs



NOUVEAU VIDEOBRIDGE

APPLICATIONS

Recherche - Contrôle entrée - Contrôle qualité
Fabrication - Métrologie...



Le sommet de la technologie

- 3000 valeurs de fréquence 20 Hz à 150 KHz mini.
- 1500 valeurs de tension 10 mV à 1,5 V
- 1000 valeurs de courant 0,1 mA à 100 mA

Parmi les douze fonctions de mesure exprimées en configuration série ou parallèle

C Capacité : 0,001 pF à 2 F
L Inductance : 0,001 μ H à 2000 H
R Résistance : 0,001 mΩ à 100 MΩ
D Résolution : 0,000001

Découvrez toutes les ressources du NOUVEAU VIDEOBRIDGE en demandant la documentation à :

esi

ELECTRO SCIENTIFIC INDUSTRIES (FRANCE)
Tour Gallieni I
78/80 avenue Gallieni
93174 BAGNOLET
Tél. (1) 360.15.37

Fonction analyse.
Fonction Tri.
Une valeur de rejet (D, Q...).
12 plages de tolérance, relatives ou absolues.
Affichage cathodique.

OPTION :

Interface RS 232
Interface I EEE 488 (GPIB)
Interface « Handler »
Supports de test de composants AXIAUX, RADIAUX, « CHIPS »

Nom ______
Société ______
Service ______
Adresse ______

SERVICE-LECTEURS N° 55

LES COMPOSANTS PASSIFS

de visu

CTN en chips

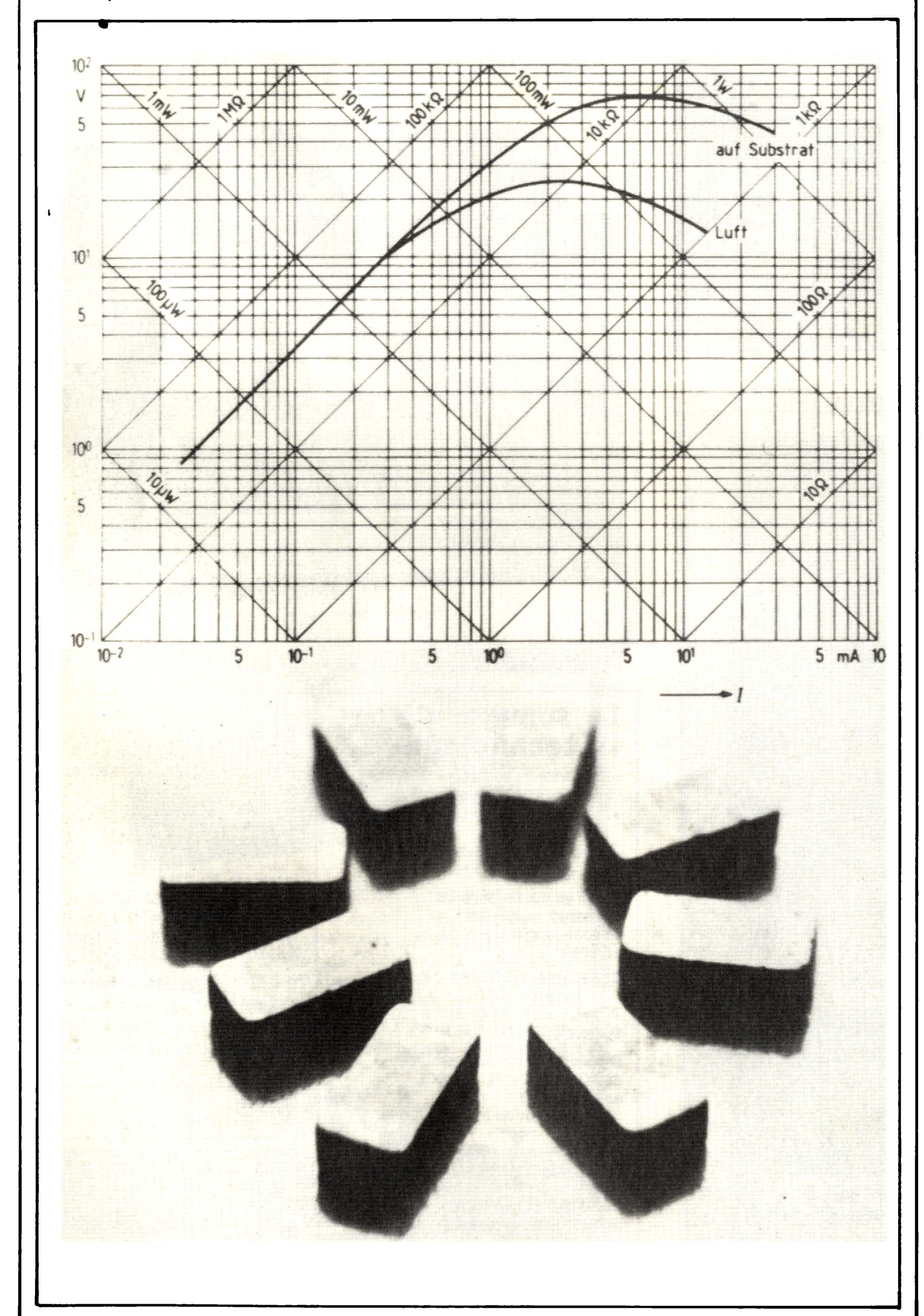
Ces thermistances CTN en forme de chip (réf. : *C621*) sont destinées à compenser la dérive thermique des circuits hybrides. Ces composants sans fil se prêtent à l'implantation automatique par soudage ou collage sur la carte.

Le corps parallélépipédique ne mesure que 3,2 × 1,6 × 1,2 mm. La résistance nominale typique est de 33 kilohms avec une tolérance de ± 20 %.

Dans ses limites normales de fonctionnement, la résistance passe de 1 MΩ (à – 55 °C) à 1 kΩ (à + 120 °C).

Les surfaces de contact sont en argent – palladium.

Siemens
Tél. : (1) 820.61.20



Réseaux de résistances pour montage en surface

Les points forts des réseaux de résistance de la série *800* sont :

– substrat en alumine (96 % mini) ;
– élément résistant en film épais ;
– revêtement de protection climatique ;
– circuits standard ou à la demande ;
– ajustage par l'utilisateur ;
– substrat standard ou spécial ;
– points de montage compatibles DIP et SOIC.

Les valeurs de résistances s'échelonnent de 10 ohms à 10 mégohms, avec des tolérances absolues de ± 2 % en standard et de ± 1 % sur demande, et des tolérances relatives de ± 1 % et ± 0,5 %.

Les coefficients de température sont en standard ± 200 ppm/°C et ± 100 ppm/°C sur demande. L'appairage des coefficients de température est ± 100 ppm/°C en standard et ± 50 ppm/°C sur demande.

La puissance de dissipation nominale est de 125 mW à 70 °C. Les températures de fonctionnement vont de 0 à + 70 °C pour la gamme industrielle, de – 40 à + 80 °C pour la gamme automobile, et de – 55 à + 125 °C pour la gamme militaire.

Ces composants sont insensibles aux procédés de nettoyage à l'eau et aux hydrocarbures. Ils permettent le soudage à la vague.

Ils sont proposés en différentes dimensions avec points de contacts DIP (de 8 à 16 contacts) ou avec points de contacts SOIC (de 8 à 16).

Allen-Bradley
Tél. : (1) 547.60.06

Vous êtes une jeune société ?

Faites-nous connaître vos activités



COMPOSANTS PASSIFS

Condensateurs à électrolyte liquide

Ces condensateurs sont prévus pour le montage en surface, dans une gamme allant de 0,1 µF à 22 µF, avec des tensions de service de 6,3 V à 63 V.

Ils sont constitués de deux électrodes en aluminium, gravées et bobinées avec séparateur en papier imprégné d'électrolyte dans un boîtier aluminium entouré d'une gaine plastique.

Les deux sorties axiales sont repliées sous le boîtier pour permettre le soudage.

Un espace suffisant entre les terminaisons et le boîtier moulé permet le passage de pistes imprimées, rendant plus aisée la conception du circuit imprimé.

R.T.C.
Tél. : (1) 338.80.00
Tx : 680 495

Vous avez de nouveaux produits ?

Faites-le nous savoir

Inductances en « pavé »

Ces « pavés selfiques » sont particulièrement destinés aux circuits hybrides.

Ne pesant que 35 mg, ils offrent des valeurs comprises entre 10 nH (Q = 60 à 50 MHz) et 27 µH (Q = 25 à 2,5 MHz).

Baptisées **série 170,** ces inductances, de par leur conception, se soudent par refusion ou autres techniques « haute température ».

Elles sont constituées d'un substrat d'alumine sérigraphié à l'argent palladium et étamé, supportant le bobinage de fil de cuivre.

La protection de la bobine est assurée par une résine époxy dure de classe F.

Ces « pavés selfiques » sont également disponibles dans une version tranches dorées.

Sécré Composants
Tél. : (1) 240.44.46
Tx : 220 169

PANDUIT ÉLARGIT SA GAMME D'ACCESSOIRES

avec les entretoises d'écartement de circuit imprimé

NOUVEAU

Matériau : polyamide 6/6

Température d'utilisation :
- 40 °C à + 85 °C

Assemblage rapide par encliptage

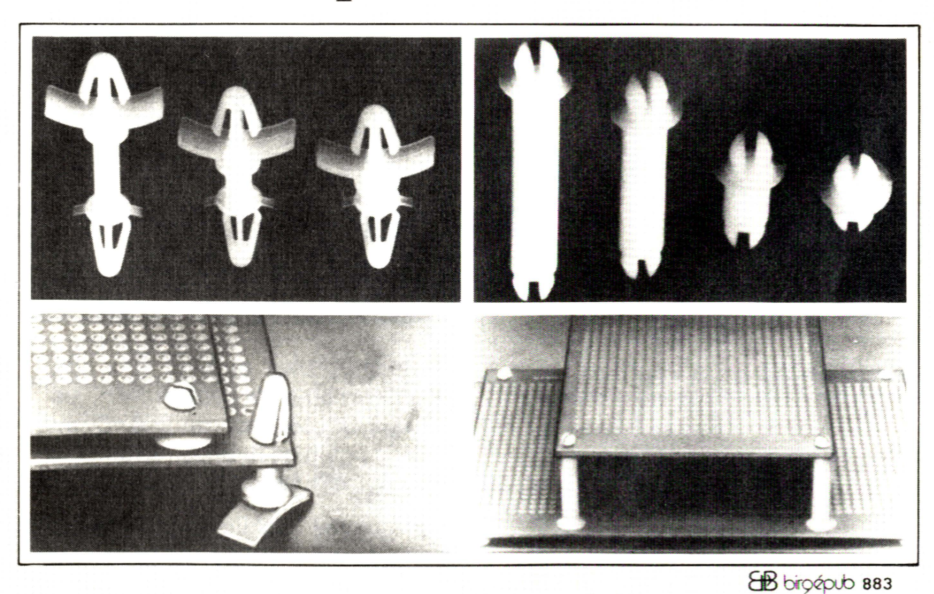
Démontables et réutilisables

Ces accessoires répondent à la norme UL 94 V-2



SARL

Z.A des Marais
1, avenue Louison Bobet
94120 Fontenay S/Bois
Tél. : (1) 877.76.33 -
Télex 670 156



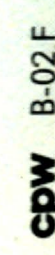
birgépub 883

SERVICE-LECTEURS N° 37

Ce petit est l'un des derniers-nés de Bourns, un potentiomètre Trimmer de la catégorie compacte Cermet, 6 mm × 6 mm: très faible encombrement. C'est à la loupe que ses avantages apparaissent le plus clairement.

Vous pouvez l'inserrer automatiquement et le régler par le dessus ou le côté, au choix, même automatiquement. Il est étanche et son nettoyage ne pose vraiment aucun problème, de plus, il est testé selon un NQA de 0,1%, sans supplément de prix pour vous. Là où il a été soudé, il reste longtemps – conséquence de sa fiabilité.

Comme tous les potentiomètres Trimmers de Bourns, le nouveau modèle 3323, est livré en barettes plastiques de 50 pièces. Impéccable, d'accès aisé, il permet une protection parfaite des connexions sorties. Invitez donc le 3323 chez vous. Son curriculum vitae est à votre disposition.





Bourns-Ohmic,
21/23 rue des Ardennes, 75019 Paris
✆ (1) 203 96 33

DIMACEL
Région parisienne: Clichy Cedex, ✆ (1) 730 15 15
Région ouest: Rennes, ✆ (99) 50 25 92
Région Rhône: Saint-Priest, ✆ (7) 821 37 21;
Les Milles, ✆ (42) 39 85 50.
Région est: Strasbourg, ✆ (88) 22 07 19
Région nord: Lille, ✆ (20) 30 85 80
Région Alpes: Saint-Martin-d'Heres,
✆ (76) 24 24 30.
Région sud-ouest: Bordeaux, ✆ (56) 81 14 40;
Toulouse, ✆ (61) 40 96 50.

Radialex, Lyon, ✆ (7) 889 45 45 et
Grenoble, ✆ (76) 49 49 92.
S.C.T. Toutélectric, Toulouse Cedex,
✆ (61) 22 04 22, Bordeaux, ✆ (56) 86 50 31
Banelec, Châtillon, ✆ (1) 655 43 43
I.S.A. Electronique, Maisons-Laffitte,
✆ (3) 912 24 52, Dimel, Toulon, ✆ (94) 41 49 63.
I.S.C. «International Semi-Conductor Corp.
France», Suresnes, ✆ (1) 506 42 75.

SERVICE-LECTEURS N° 2